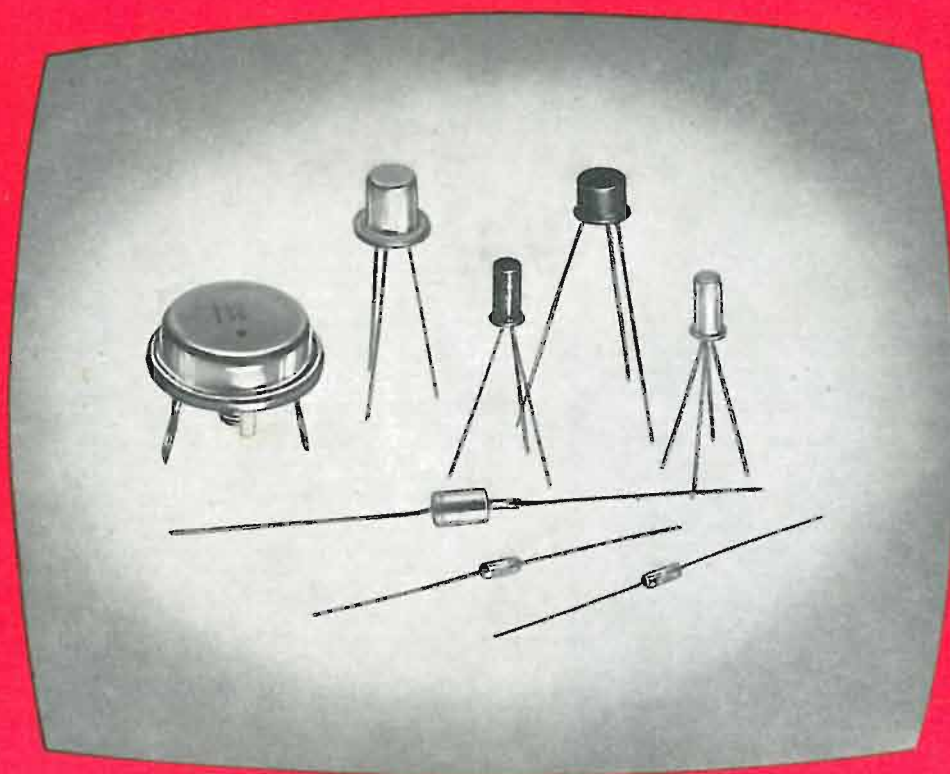
TV
ANNO XXXVII - APRILE 1965
l'antenna
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

NUMERO
4
LIRE 350

MISTRAL

HEATHKIT® 1965

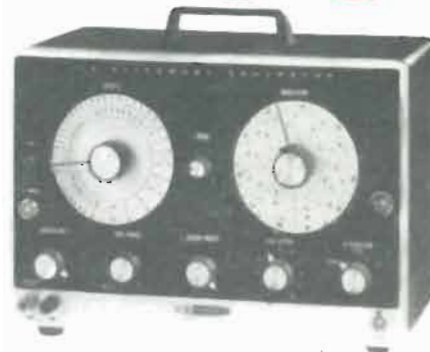
GENERATORE IG - 72E

Distorsione tra 20 a 20.000 Hz inferiore a 0,1%. - Precisione del livello di uscita e della frequenza entro il 5%. - Di facile impiego. - Frequenze di uscita con selezione a commutatore, da 10 Hz a 100 kHz.

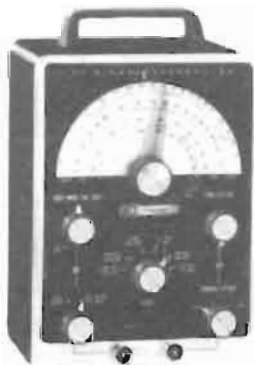
CARATTERISTICHE - **Frequenza:** da 10 Hz a 100 kHz, mediante selezione a commutatori. **Uscita:** in sei portate, da 0 a 0,003 - 0,01 - 0,03 - 0,1 - 0,3 - 1 volt efficace su carico esterno di 600 ohm, o su carico interno ad alta impedenza; due gamme, da 0 a 3 e da 0 a 10 volt efficaci; su di un minimo di 10.000 ohm: da —60 a +22 dB in otto scatti; da —60 dBm a ±2 dBm (O dBm = 1 mW su 600 ohm). **Distorsione:** inferiore allo 0,1%, da 20 a 20.000 Hz. **Valvole adottate:** (1) 6AU6, (1) 6CL6, (1) 6X4. **Alimentazione:** 105-125 volt C.A., 50 Hz, 50 watt. **Dimensioni:** 24 di larghezza, 16,5 di altezza, e 12,7 di profondità.

GENERATORE IG - 82E

Questo strumento è un generatore di segnali a onde quadre. - Per qualsiasi applicazione nel campo della Bassa Frequenza.

CARATTERISTCHE - **Segnali sinusoidali:** gamme di frequenze: da 20 Hz ad 1 MHz. **Tensione di uscita (eff.):** da 0 a 10 volt, da 0 a 1 volt, e da 0 a 0,1 volt, e da 0 a 0,01 volt per il funzionamento su carico ad alta impedenza. **Impedenza della sorgente:** (± 10%): portata 10 volt, da 0 a 3,5 kHom; portate 1 volt, 0,1 volt e 0,01 volt, 600 ohm. **Distorsione:** inferiore allo 0,25% da 20 a 20.000 Hz. **Responso alla frequenza:** entro 1,5 dB da 2 Hz ad 1 MHz. **Gamme di frequenze ad onda quadra:** da 20 Hz ad 1 MHz. **Tensione di uscita:** (da picco a picco) ±5%; da 0 a 10 volt, da 0 ad 1 volt, da 0 a 0,1 volt, su carico ad alta impedenza. **Impedenza della sorgente:** (±10%); portata 10 volt, da 0 a 220 ohm; portate 1 volt e 0,1 volt, 52 ohm. **Tempo di salita:** inferiore a 0,15 microsecondi. **Caratteristiche generali:** precisione in frequenza: entro il 5%. **Alimentazione:** 105-125 volt, C.A., 50 Hz 55 watt. **Dimensioni:** cm. 33 di larghezza, 21,5 di altezza e 17,8 di profondità.

GENERATORE IG - 52E

Questo generatore di segnali, abbinato ad un oscilloscopio, come ad esempio il Mod. Heathkit IO-12, costituisce tutto ciò che serve essenzialmente per l'allineamento di ricevitori TV ed FM. La frequenza di spazzolamento viene prodotta con un sistema magnetico mediante una induttanza variabile.

CARATTERISTICHE - **Impedenza di uscita:** 50 ohm ad entrambe le estremità del cavo. **Variazione frequenza « Sweep »:** continua da 0 a 4 MHz massima inferiore; da 0 a 42 MHz massima superiore (a seconda della frequenza base). **Cristallo « Marker »:** 4,5 MHz e multipli relativi. **« Marker » variabile:** da 19 a 60 MHz sulle fondamentali, e da 57 a 180 MHz sulle armoniche. **Terminali « Marker » esterno:** sul pannello. **Attenuatori:** a scatti per « Sweep » e « Marker » abbinati, ed a variazione continua individuali. **Soppressione ritraccia:** efficace, con controllo di fase. **Cavi:** tre a corredo, uscita oscilloscopio orizzontale ed oscilloscopio verticale. **Alimentazione:** 105-125 volt C.A. 50 Hz, 50 watt. **Dimensioni:** cm. 33 di larghezza, 21,5 di altezza e 17,8 di profondità.

GENERATORE IG - 102E

Questo strrumento è un generatore di segnali ad Alta Frequenza. - Ampia gamma di frequenze, da 100 kHz a 220 Megahertz, in 6 gamme. - Gruppo Alta Frequenza pre-montato e pre-tarato. - Scale di lettura ampie e di facile lettura: precisione 2%. - Di facile costruzione.

CARATTERISTCHE - **Gamma di frequenze:** banda A, da 100 a 320 kHz; Banda B, da 310 kHz a 1,1 MHz; Banda C, da 1 a 3,2 MHz; Banda D, da 3,1 a 11 MHz; Banda E, da 10 a 32 MHz; Banda F, da 32 a 110 MHz. **Armoniche tarate:** da 110 a 220 MHz. **Precisione:** 2%. **Uscita:** impedenza, 50 ohm; Tensione, 100.000 microvolt. **Modulazione:** Interna, 400 Hz, 30%; esterna, circa 3 volt su 50 kohm, per 30%. **Uscita B.F.:** circa 10 volt a circuito aperto. **Valvole adottate:** (1) 12AT7, (1) 6AN8. **Alimentazione:** 105-125 volt C.A. 50 Hz, 15 watt. **Dimensioni:** cm. 16,5 di larghezza, 24 di altezza, e 12,7 di profondità.

GENERATORE IG - 42E

Questo strumento è un generatore di segnali ad alta frequenza da laboratorio. - Ideale per l'attività di progetto e di produzione. - Funziona su frequenze fondamentali, da 100 kHz a 30 MHz, in cinque gamme. - Misuratore della tensione di uscita e della percentuale di modulazione. - Doppia schermatura di tutti i circuiti dell'oscillatore.

CARATTERISTCHE - **Gamme di frequenza:** Banda A, da 100 a 290 kHz; Banda B, da 280 a 1.000 kHz; Banda C, da 0,95 a 3,1 MHz; Banda D, da 2,9 a 9,5 MHz; Banda E, da 9 a 31 MHz. **Uscita A.F.:** impedenza, 50 ohm - tensione 100.000 microvolt max. **Attenuatore:** a cinque scatti con rapporto 10 : 1 ciascuno - micrometrico, a variazione continua con rapporto 10 : 1, e con **controllo** mediante strumento. **Modulazione di ampiezza:** interna a 400 Hz. oppure esterna. **Profondità di modulazione:** da 0 a 50%, con controllo mediante strumento. **Valvole adottate:** 6AF4, 6AV5, 12AU7; OB2. **Alimentazione:** 105-125 volt C.A. 50 Hz. **Dimensioni:** cm. 33 di larghezza, 21,5 di altezza, e 17,8 di profondità.

GENERATORE SG - 8E

Questo generatore di segnali dalle molteplici applicazioni, robusto, preciso e di costo estremamente basso, è lo strumento base di ogni tecnico c laboratorio.

CARATTERISTICHE - **Gamma di frequenza:** Banda (a) da 160 KHz a 500 KHz; (b) da 500 KHz a 1650 KHz; (c) da 1,5 MHz a 6,5 MHz; (d) da 6,5 MHz a 25 MHz; (e) da 25 MHz a 110 MHz. **Armoniche calibrate:** da 110 MHz a 220 MHz. **Uscita in RF:** 0,1 V. **Frequenza di modulazione:** 400 Hz. **Uscita audio:** 2 o 3 V. **Valvole usate:** 1 - 12 AU7, 1 - 6C4. **Alimentazione:** 110 - 220 V 50 Hz - **Dimensioni:** cm. 23 larghezza, cm. 16 altezza, cm. 12,5 profondità.

Organizzazione commerciale di vendita esclusiva:

LARIR International s.p.a.

PADIGLIONE 33 - STAND 33-437 - TEL. 4992799

VIALE PREMUDA N. 38/A - **MILANO** - TELEFONI N. 795762 - 795763 - 780730

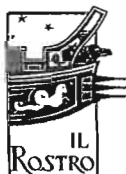
Agenti esclusivi di vendita per

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: Soc. **FILC RADIO** - ROMA - Piazza Dante, 10 - Tel.736771
EMILIA - MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** - BOLOGNA - Via S. Carlo, 7 - Tel. 225858
TOSCANA: **G. A. P. s.a.s.** - LIVORNO - Via Cogorano, 10/12 - Tel. 34492
CAMPANIA - BASILICATA: Ditta **D. MARINI** - NAPOLI - Via Duomo, 254 - Tel. 320773

ANNO XXXVII **4**

APRILE 1965 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - Tel. 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « *l'antenna* » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. 350; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 3.500; estero L. 7.000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 9 settembre 1948 n. 464 del Registro - Tip. Ediz. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Tel. 36.77.88
Concessionaria per la distribuzione in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Privata E. Boschetti 11 - Milano - Tel. 6883.407-6883.417

dott. ing. Alessandro Banfi

Evoluzione dello stato solido

Dal momento in cui, una quindicina di anni or sono, i tre tecnici americani Bordeen, Brattain e Shockley crearono il transistore, la tecnologia dello stato solido e l'applicazione dei semiconduttori hanno subito un travolgente sviluppo.

E' tale evoluzione è stata talvolta così tumultuosa da ingenerare sovente un senso di disorientamento, per non dire di incertezza, nello studio e nella progettazione dei nuovi circuiti elettronici.

L'impiego sempre maggiore del silicio, tendente a svincolare il transistore dagli effetti della temperatura, oltre che elevarne le caratteristiche di lavoro a tensioni più elevate, ha comunque permesso di realizzare circuiti molto più funzionali ed efficienti di qualche tempo addietro.

Ciò si è fatto particolarmente sentire nella tecnica circuitale dei televisori, ove la transistorizzazione punta su tre diversi obiettivi.

Uno di essi è quello più comunemente noto di realizzare un televisore di piccolo schermo a carattere eminentemente portatile.

Una differente concezione ha invece ispirato la realizzazione dei cosiddetti circuiti « ibridi », cioè misti a valvole e transistori, nei quali l'impiego del transistore è localizzato nei punti circuitali ove si può ottenere un deciso vantaggio funzionale sulla valvola: in genere il transistore viene impiegato nei « tuners », nella media frequenza, nella MF audio e nella separazione sincro.

Un terzo motivo di transistorizzazione totale del televisore si sta attualmente delineando sotto l'aspetto di un incremento della funzionalità e praticità dell'apparecchio, principalmente per la sensibile riduzione d'energia elettrica e di emissione calorica circuitale interna.

Infatti l'assorbimento di energia elettrica, che in un comune televisore a valvole è in media di 100÷120 Watt, può essere praticamente dimezzato se interamente transistorizzato. In tali condizioni è palese la duplice convenienza, sia del singolo utente che, oltre alle ridotte spese di manutenzione (assenza di valvole) si vede praticamente dimezzato il costo d'esercizio, sia dell'Azienda fornitrice dell'energia elettrica, preoccupata del sovraccarico dei propri impianti.

Infatti sotto quest'ultimo profilo basti pensare che oggi coi 5 milioni e mezzo di abbonati alla TV italiana, il consumo di energia per l'alimentazione dei televisori raggiunge la notevole cifra globale di circa 600 mila kilowatt.

Un'altra, recentissima evoluzione della tecnica dei semiconduttori è quella dei cosiddetti circuiti integrati.

Tali circuiti che derivano dalla tecnica della miniaturizzazione, o consistono in piastrine di piccole dimensioni (qualche centimetro quadrato di superficie) sulle quali vengono deposti con la normale tecnologia dei transistori, dei gruppi di semiconduttori costituenti dei complessi circuitali completi secondo determinati schemi elettrici.

E' così possibile realizzare sotto dimensioni minime, circuiti completi di vario tipo da impiegare nella costruzione di radioricevitori o televisori con evidenti semplificazioni e normalizzazioni della produzione.

E' questa una tendenza che già affermatasi nella produzione professionale, si estenderà fra non molto anche alla produzione cosiddetta « civile ».

E sotto un certo aspetto può essere considerata come una ulteriore evoluzione della tecnica dei circuiti stampati.

E' certo comunque che semiconduttori e miniaturizzazione rivoluzioneranno fra non molto la corrente tecnologica costruttiva degli apparati elettronici.

A.

dott. ing. Paolo Quercia

Panorama sui tubi ad onda viaggiante

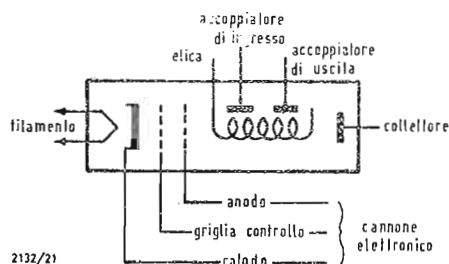



Fig. 1

1. - GENERALITÀ

1.1. - I TWT [1] sono tubi a vuoto costruiti essenzialmente per funzionare come elementi amplificatori nella gamma delle microonde.

Tali amplificatori si possono distinguere in tre categorie:

tubi a bassa potenza e bassa cifra di rumore; tubi ad alta amplificazione, larga banda e media potenza; tubi ad alta potenza.

Tale suddivisione non è da considerarsi rigorosa e la tendenza dei costruttori è la realizzazione di tubi aventi caratteristiche sempre più spinte conglobando in un unico tubo le caratteristiche appartenenti a due categorie diverse come ad esempio larga banda, (1 ottava) a bassa cifra di rumore (7-8 dB) ed una non piccolissima potenza di uscita (circa 10 mW).

1.2. - La struttura del tubo

Lo schema elettronico fondamentale di un TWT è riportato in fig. 1.

Un cannone elettronico genera un fascio elettronico che un campo magnetico esterno focalizza e convoglia entro un elettrodo avvolto ad elica. Il segnale da amplificare viene introdotto mediante uno speciale accoppiatore all'inizio dell'elica, e viene estratto amplificato all'altro capo dell'elica mediante un altro accoppiatore.

L'azione amplificatrice si esplica per effetto di una interazione fra campo elettromagnetico creato dal segnale sull'elica ed il fascio elettronico.

Il fascio elettronico all'uscita dall'elica viene raccolto da un elettrodo collettore.

1.3. - Tubi di bassa potenza e bassa cifra di rumore

Negli stadi amplificatori a RF dei ricevitori a microonda sono spesso adottati TWT.

A tale scopo sono stati elaborati dalle case costruttrici tubi aventi caratteristiche particolarmente adatte a tal scopo.

Il tubo deve soddisfare a diversi requisiti che si estrinsecano in alcuni parametri fondamentali.

Tali parametri sono:

cifra di rumore; dinamica; amplificazione; potenza di uscita.

Risulta anche molto interessante, da un punto di vista applicativo, la struttura dell'amplificatore TWT, il tipo di alimentazione necessaria e conseguentemente il peso.

Nella tabella 2 è riportata la distribuzione dei vari tipi di amplificatori per microonde in funzione della banda di frequenza di funzionamento e della cifra di rumore.

Gli amplificatori TWT possiedono una cifra di rumore confrontabile con quella dei migliori amplificatori a basso rumore per microonde quali amplificatori a diodo tunnel, ecc.

Nella tabella 1 sono posti a confronto alcuni tubi TWT in cui sono riportati in evidenza alcuni parametri caratte-

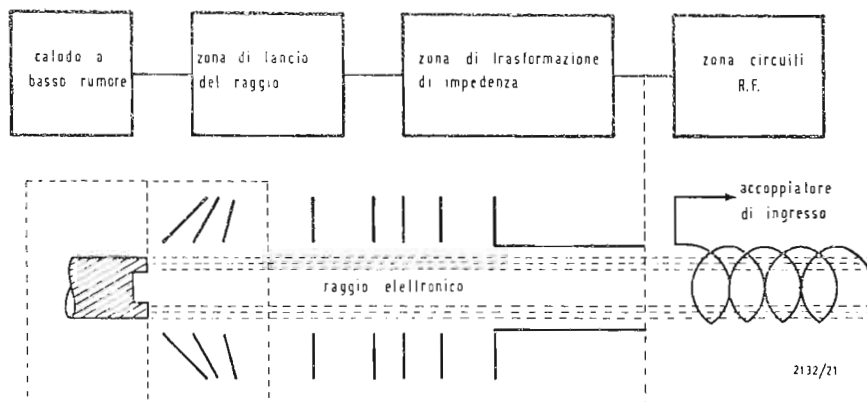



Fig. 2

Tabella 1 - Dati caratteristici dei tubi TWT a basso rumore.

Tipo di focalizzazione	Cifra di rumore (dB)		Potenza di uscita saturata	Peso (lbs)
	Banda S	Banda X		
Solenoide	4,5–6	7–8	5 dB	
PM	4,5–6	7–8,5	— 10 a 5 dB	18
Invertito semplice	—	8	5 dB	8,6
Invertito doppio	—	10	5 dB	4
PPM (bassa potenza)	7–9	7–9	10 mW	3
PPM (alta potenza)	10–15	16–22	1 W	5

Nota. - Il guadagno tipico, per piccoli segnali, è superiore a 25 dB.

Fig. 3

ristici. I dati riportati forniscono ordini di grandezza molto significativi.

2. - CIFRA DI RUMORE

2.1. - La cifra di rumore è indicata sui cataloghi forniti dai costruttori.
Occorre fare alcune precisazioni per la giusta interpretazione di tale dato.
Ad esempio, tubi rispettanti le norme MIL, aventi una banda di funzionamento di una ottava, ed una cifra di rumore di catalogo di 10 dB, presentano in banda una cifra effettiva di rumore di 7,5 ÷ 8,5 dB a temperatura ambiente.
La cifra di rumore sale a 9,5 dB agli estremi della banda indicata e nelle condizioni estreme di temperatura di funzionamento.
Questo farebbe supporre che ci si può aspettare una cifra di rumore effettiva minore di quella indicata.
Occorre tenere presente però, che la cifra di rumore indicata corrisponde a quella minima ottenuta in laboratorio.
Scegliendo fra i due criteri opposti è opportuno considerare prudenzialmente come cifra di rumore, in tutta la banda di funzionamento, il valore più alto che compare sulla curva cifra di rumore-frequenza; in pratica in molti punti si avrà una cifra di rumore più bassa.

2.2. - Disposizioni costruttive per ottenere una bassa cifra di rumore

La fonte principale di rumore in un tubo TWT è insita nel cannone elettronico, e tale rumore viene successivamente amplificato sul tubo stesso.
Il catodo del cannone elettronico, a causa dell'emissione caotica, produce una carica spaziale fluttuante che è la causa principale del rumore.
In fig. 2 è riportata la disposizione schematica di un cannone a basso rumore.
Il rumore viene fortemente ridotto mediante una trasformazione di impedenza fra il catodo emettitore e l'ingresso all'elica. Si possono distinguere tre zone.
La prima è costituita dal catodo emettitore in cui è localizzata la sorgente di rumore.
La seconda zona, piuttosto ristretta, posta davanti alla superficie emittente è quella che costituisce il catodo virtuale ed in cui le fluttuazioni della velocità degli elettroni emessi è circa la velocità media.
Nella terza zona, che si estende dal catodo all'ingresso dell'elica, avviene una trasformazione di impedenza.
La velocità di fluttuazione risulta piccola rispetto alla velocità media acquisita dagli elettroni.
Volendo ottenere delle cifre di rumore particolarmente basse speciali precauzioni devono essere prese dal catodo stesso per ottenere una emissione la più uniforme possibile.
La disposizione schematica di un cannone a basso rumore è rappresentata in fig. 3.
Il catodo è costruito in modo da dare un raggio elettronico praticamente parallelo. Il raggio elettronico attraversa successive aperture poste tra il catodo e l'ingresso nell'elica. Le aperture, attraversate dal raggio elettronico, sono connesse con tensioni crescenti da una apertura all'altra, secondo una legge esponenziale.
La distribuzione esponenziale dei potenziali delle aperture comporta che il raggio elettronico produca un effetto analogo alla trasformazione di impedenza, fra catodo e l'ingresso all'elica, prodotta da un trasformatore d'impedenza esponenziale. In pratica, per effetto del campo magnetico applicato all'esterno del tubo (necessario per il suo funzionamento), l'andamento delle tensioni applicate agli elettrodi può scostarsi dalla forma esponenziale.
Nei tubi ad onda progressiva con focalizzazione a magnete permanente od anche con solenoide, onde ottenere cifre di rumore inferiori a 10 dB gioca un ruolo molto importante anche la tecnica con cui è realizzato il tubo.
La tecnica costruttiva deve essere curata in ogni minimo particolare.

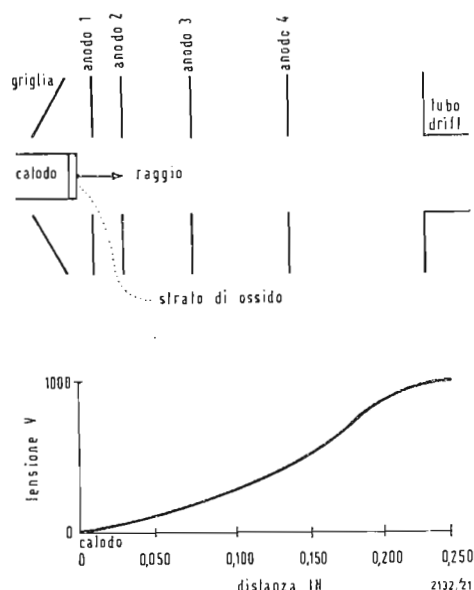
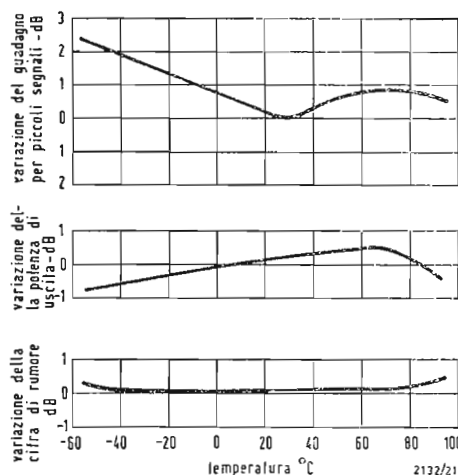



Fig. 4

3. - DISPOSITIVI DI FOCALIZZAZIONE

Gli elettroni emessi dal catodo vengono focalizzati al centro dell'elica mediante un campo magnetico assiale.

Il campo magnetico può essere uniforme o variare lungo l'asse del tubo con andamento sinusoidale, con valore efficace uguale al valore del campo uniforme, generato da un grosso magnete permanente (PM) oppure da un solenoide. Il campo variabile sinusoidalmente può essere generato da magneti permanenti dislocati periodicamente lungo l'asse del tubo (PPM) o da magneti semplici o doppi disposti successivamente invertiti. La struttura magnetica di focalizzazione condiziona la cifra di rumore. La struttura esterna del tubo risulta modificata dal sistema magnetico prescelto.

Le cifre di rumore più basse si ottengono con la struttura PM.

La struttura a magneti semplici successivamente invertiti, consente di ottenere una cifra di rumore analogamente bassa, permettendo anche un ingombro più ridotto. Il campo disperso risulta ridotto.

La struttura PMM consente di ottenere tubi con alta potenza di saturazione (vedi più in basso) e dinamica più ampia.

La formazione del campo magnetico mediante solenoide è stato il primo sistema impiegato nei tubi TWT a basso rumore.

Il sistema a solenoide è usato ancora abbastanza spesso in laboratorio, mentre commercialmente si preferisce la disposizione a magnete permanente, ottenendo realizzazioni più compatte che non necessitano di alimentazione.

Il materiale con cui sono fabbricati i magneti permanenti ad esempio l'Alnico 5-7-8 (lega di Alluminio, Nichel, Cobalto), le ferriti a cristalli orientati risultano particolarmente stabili con la temperatura.

In fig. 4 sono riportate le caratteristiche di guadagno, potenza di uscita e cifra di rumore di un tubo PPM con materiale magnetico Alnico 8, in funzione della temperatura, senza alcun circuito di compensazione.

4. - IL CATODO ED ORE DI FUNZIONAMENTO DEI TUBI TWT. CIRCUITI DI ALIMENTAZIONE

4.1. I tubi TWT montano normali catodi ad ossido, curando però in special modo, con l'adozione di tecniche costruttive spinte, la formazione degli strati emittenti.

Il bombardamento ionico, causato da

Tabella 2

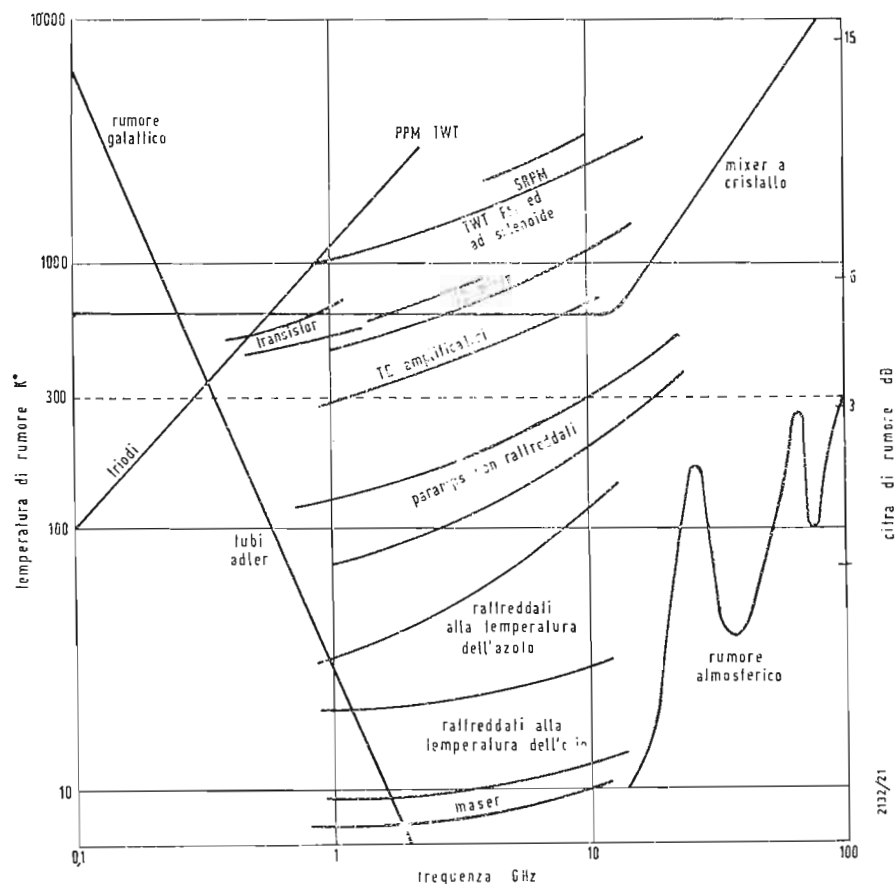
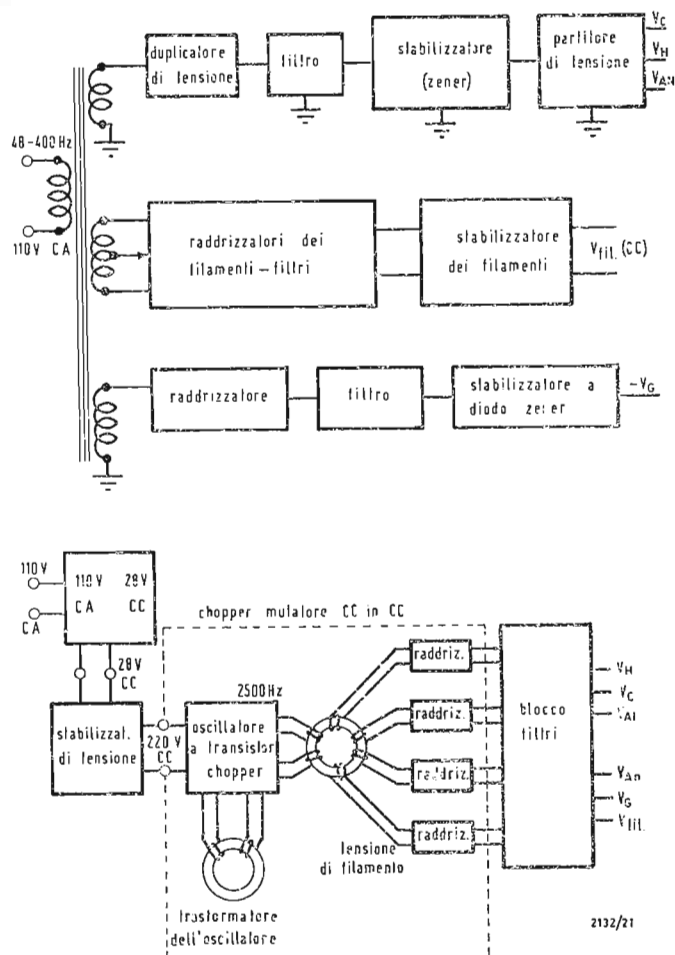



Fig. 5

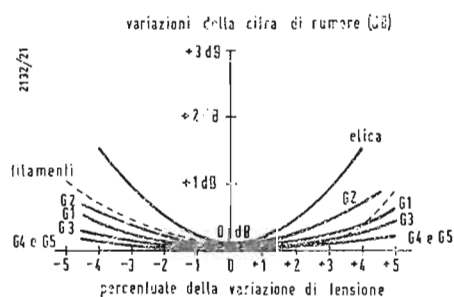



Fig. 6

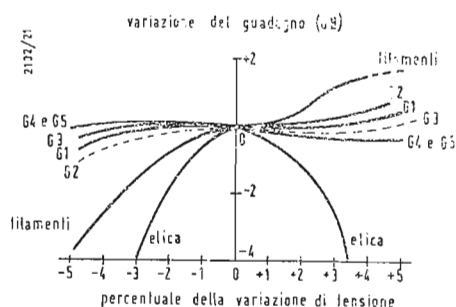



Fig. 7

uno scarso degasaggio, gioca un ruolo fondamentale nella vita del tubo.

Le strutture metal ceramiche favoriscono i processi di degasaggio.

4.2. I risultati conseguiti sulla durata di funzionamento risultano notevoli. Nel laboratorio della Bell Telephon, 12 tubi TWT per radio relais lavoranti in banda C, della potenza di 10 W, durante un test di durata, hanno funzionato in laboratorio per 50.000 ore, senza alcuna degradazione delle caratteristiche elettriche.

In un test di funzionalità operativa, fuori laboratorio, 100 tubi TWT del medesimo tipo hanno lavorato per due anni, con una percentuale di guasti dell'1% su 1000 ore.

Rapporti tecnici della Hughes Aircraft, RCA e Watkins-Jonson riportano dati su TWT elaborati nel programma di costruzione di tubi da montare a bordo di satelliti.

I test di funzionalità, protratti per oltre 10.000 ore, hanno mostrato una percentuale molto bassa di guasti.

La RCA riporta il risultato di prove effettuate sul tubo 6861 in banda *S* a bassa cifra di rumore che si sono protratte per oltre 20.000 ore.

La Microwaves Electronics Corporations riporta i risultati di test per tubi a basso livello lavoranti in banda X per oltre 10.000 ore.

Questi rapporti tecnici di varie case costruttrici confermano, dopo prove eseguite in laboratorio ed in impiego operativo, le alte prestazioni raggiunte dai TWT anche dal punto di vista della durata ed affidamento funzionale.

4.3. - Le complessità del circuito di alimentazione e la pluralità degli elettrodi da alimentare con tolleranze molto ristrette rispetto ai valori ottimi indicati dal costruttore, hanno portato all'affermarsi della tendenza secondo la quale il tubo TWT viene spesso fornito dal costruttore con il suo alimentatore speciale.

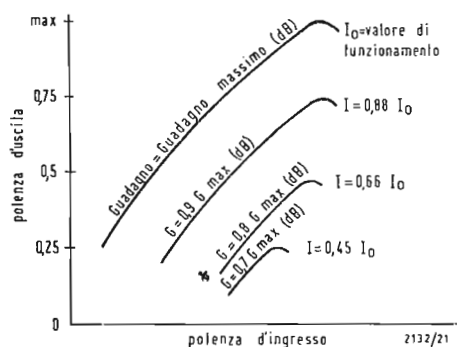
L'alimentatore viene progettato e messo a punto nella fabbrica costruttrice del tubo.

Tale soluzione ha portato notevoli vantaggi per l'ottimo funzionamento del tubo e la sua durata.

I circuiti di alimentazione seguono principalmente due schem fondamentali, riportati in fig. 5.

Il primo schema è più funzionale. Da notarsi che l'alta tensione, all'uscita

Fig. 8

Fig. 10

dal trasformatore viene duplicata. Questo permette di semplificarne i problemi di isolamento del trasformatore AT. Il secondo schema trasformando la frequenza di rete a 2500 Hz rende molto più facile la costruzione del trasformatore di tensione per i vari elettrodi ed il filtraggio.
Le tensioni di filamento di elica e del cannone richiedono particolare livellamento e stabilizzazioni.
Per il collettore non occorrono particolari accorgimenti. In fig. 6 sono riportate le variazioni della cifra di rumore al variare della tensione di vari elettrodi.
In fig. 7 si vedono le variazioni di amplificazione.

4.4. - Cifra di rumore-Dinamica

4.4.1. - I parametri significativi di un tubo ad onda viaggiante sono:
a) l'amplificazione per piccoli segnali; *b*) la costanza dell'amplificazione in una certa banda di funzionamento; *c*) il limite della linearità, assumendo in tal punto uno scostamento della linearità di 1 dB; *d*) la potenza di uscita con tubo saturato.
In fig. 8 è riportato l'andamento tipico, per un tubo TWT a larga banda, dell'amplificazione e della potenza massima di uscita, in funzione della corrente del raggio elettronico.

In fig. 9 è riportato l'andamento in funzione della frequenza, della cifra di rumore, dell'amplificazione per piccoli segnali, della potenza di uscita in saturazione, per diversi tipi di tubo (a seconda della struttura del campo magnetico eccitante).

4.4.2 - Consideriamo la potenza termica di rumore all'ingresso del tubo

$N = KTB$ (1)

N = potenza di rumore in W
T = temperatura assoluta in K°
B = larghezza di banda di ingresso in MHz
K = costante di Bolzman
$KT = 0{,}4 \cdot 10^{-20}$. W per la temperatura ordinaria.

Considerando una larghezza di banda in 1 MHz, la potenza di rumore all'ingresso, espressa in dBm (1 dBm = 1 mW), considerando la (1) risulta:

N = — 114 dBm

Consideriamo un tubo TWT, funzionante in una certa banda. Ad esempio da 4 a 8 GHz.
Tale banda, lascia entrare più rumore. La larghezza di banda di 4 GHz, cioè 4000 MHz espressa in dB.
10 log (4000) = 36 dB
Tale procedimento permette di valutare agevolmente il contributo dei vari fattori moltiplicatori che compaiono nella potenza di rumore entrante, risulta quindi con 4 GHz di banda:

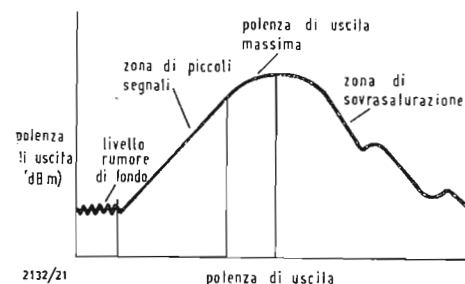
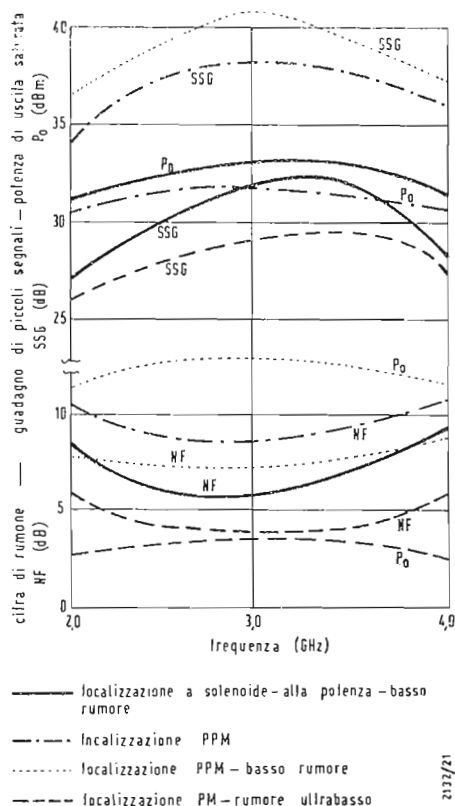



Fig. 9

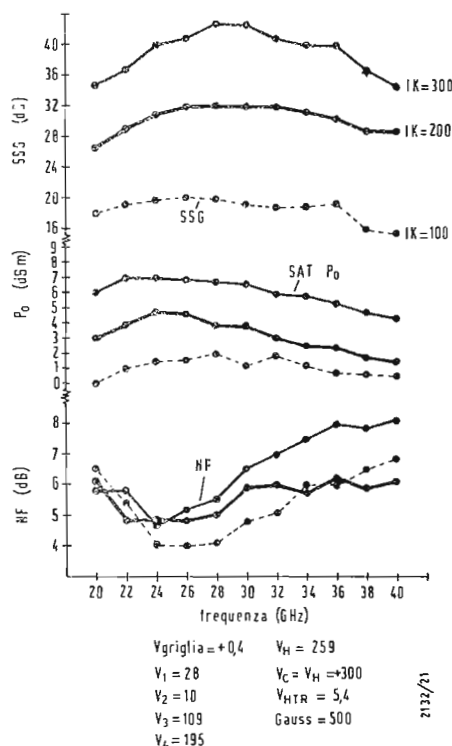



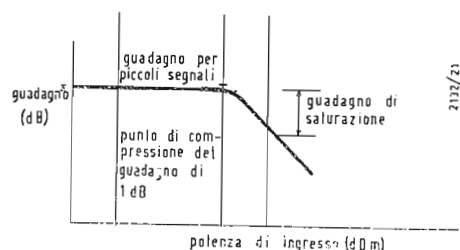
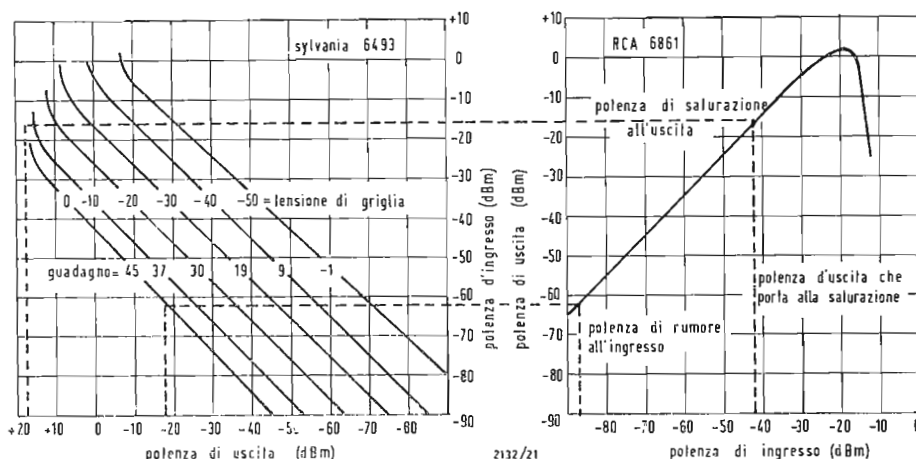
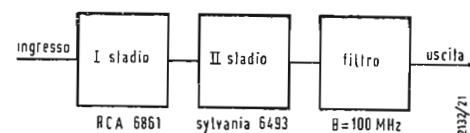
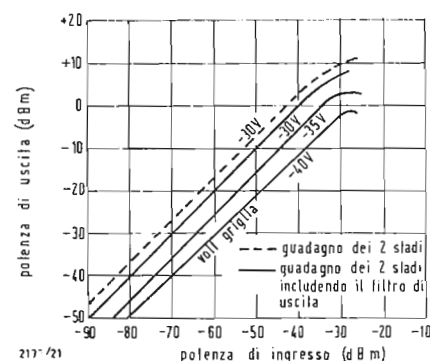
Fig. 12

Fig. 14

Fig. 11

Fig. 13

Fig. 16

(1) Si può anche riferirci all'ingresso del tubo. La potenza di rumore è quella espressa dalla (3).

— 114 dBm/MHz
36 dB (larghezza di banda)

— 78 dBm

La potenza di rumore applicata all'ingresso del tubo è perciò — 78 dBm. Supponendo che l'amplificazione del tubo sia di 30 dB, la potenza di rumore all'uscita del tubo è:

— 78 dBm
30 dB

— 48 dBm

Si ha tale potenza di rumore all'uscita, pensando che il tubo amplifichi solamente senza introdurre rumore.

In effetti tutti gli amplificatori introducono a loro volta del rumore, che si somma al rumore introdotto all'ingresso. Ad esempio il tubo considerato abbia una cifra di rumore di 10 dB. In totale all'uscita si ha

— 48 dBm
10 dB

— 38 dBm

Complessivamente, la potenza di uscita di rumore, può essere calcolata con l'equazione

$$NP_o = -114 + B_{dB} + NF_{dB} + G_{dB} \quad (2)$$

Il tubo interviene con la sua cifra di rumore e con l'amplificazione. La larghezza di banda aumenta la potenza di rumore che entra nel tubo.

I segnali minimi in ingresso discernibili che il tubo potrà amplificare non potranno essere certamente inferiori al livello minimo di rumore termico supposto all'ingresso del tubo e che vale:

$$N = n\,KTB$$
$$= -114 + B_{bB} + NF_{bB} \quad (3)$$

Nel nostro esempio — 68 dBm.

$$-114 \text{ dBm} + 36 \text{ dB} + 10 \text{ dB} =$$
$$= -68 \text{ dBm}$$

Segnali di potenza più piccoli saranno senz'altro confusi nel rumore.

Nella (3) n rappresenta il numero delle volte che il rumore effettivo del tubo supera il rumore minimo — KTB.

Viene detto comunemente che il tubo ha una cifra di rumore nKT. Nel caso di funzionamento effettivo occorre considerare la cifra di rumore globale del sistema fra ingresso ed uscita sull'utilizzatore.

4.4.3 - Si definisce dinamica (generalmente espressa in dB), la zona, sulla curva, di potenza d'ingresso — potenza di uscita, per un determinato valore di amplificazione (interessa principalmnete l'amplificazione massima), fra il punto NP_o, in uscita definito dalla (2) ed il valore in cui si ha uno scostamento (compressione) della linearità di 1 dB circa [1].

Se il guadagno risulta troppo elevato e la potenza di saturazione troppo bassa, allora la zona compresa fra il punto NP_o e il punto in cui si ha una compressione nell'amplificazione di 1 dB, risulta ristretta ed il tubo va in saturazione anche con segnali piccoli con nascita di distorsioni.

La cifra di rumore, senza indicazione della dinamica, non è sufficiente per caratterizzare il comportamento di un TWT.

4.5. - L'amplificazione

Nel caso di piccoli segnali il raggio elettronico si muove in sincronismo con il segnale sull'elica.

In fig. 10 si vede che la caratteristica potenza d'ingresso, potenza di uscita rimane lineare in un ampio tratto, cioè l'amplificazione è costante. Tale tratto della caratteristica si chiama zona dei piccoli segnali.

Quando i segnali d'ingresso aumentano in ampiezza, il raggio elettronico cede energia all'elica, e si muove in modo non sincromo con il campo dell'elica.

Inizialmente la potenza di uscita aumenta linearmente con la potenza d'ingresso (zona dei piccoli segnali). Aumentando ulteriormente la potenza di

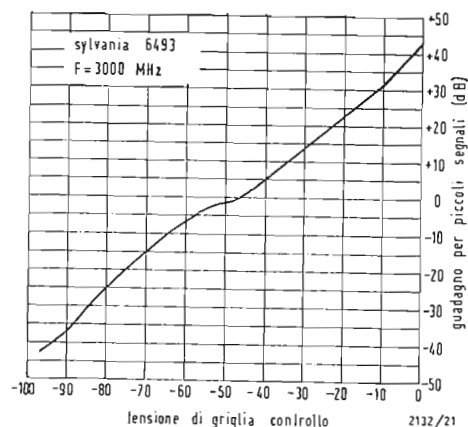



Fig. 17

ingresso, la potenza di uscita continua ad aumentare però in modo non lineare, fino ad un massimo. Aumentando ulteriormente la potenza di ingresso, sorpassato il punto di massima potenza di uscita, la potenza di uscita tende a calare (fig. 10) entrando il tubo in una zona di sovrasaturazione.

L'andamento discendente della potenza di uscita caratterizza la capacità del tubo TWT di proteggere i circuiti posti a valle. L'andamento del guadagno, in funzione della potenza di ingresso, è riportato in fig. 1.

Il guadagno del TWT, nel punto di massima potenza di uscita, viene definito guadagno di saturazione (fig. 11). Il guadagno di saturazione è circa 6-8 dB inferiore al guadagno nella zona lineare.

Tale effetto è dovuto alla perdita di sincronismo fra raggio elettronico ed elica.

Un TWT di bassa potenza e piccolo rumore può sopportare un segnale avente una potenza media di 1 W ed una potenza di picco di 1 kW con un fattore di riempimento di 0,001 (2).

In fig. 12 si vede l'andamento tipico del guadagno per piccoli segnali, la potenza di saturazione e la cifra di rumore in funzione della frequenza, per un tubo funzionante fra 2 e 4 GHz (Banda *S*).

5. - APPLICAZIONI

I tubi TWT a bassa cifra di rumore trovano applicazione nei ricevitori a microonde e in tutti quei casi in cui è indispensabile avere un'amplificazione con bassa cifra di rumore.

5.1. - Amplificatore in cascata operante in banda S. [2]

5.1.1. - L'amplificatore descritto presenta le seguenti caratteristiche globali:

Cifra di rumore 7 dB; amplificazione massima 70 dB; dinamica (conservando la linearità) 45 dB; potenza di uscita 60 mW; banda 100 MHz.

L'amplificatore comprende due stadi in cascata. Il primo tubo è l'R.C.A. 6861 a bassa cifra di rumore seguito dal tubo Sylvania 6493 ad alta amplificazione.

In fig. 1 è riportato lo schema a blocchi dell'amplificatore. Lo schema elettrico in fig. 15.

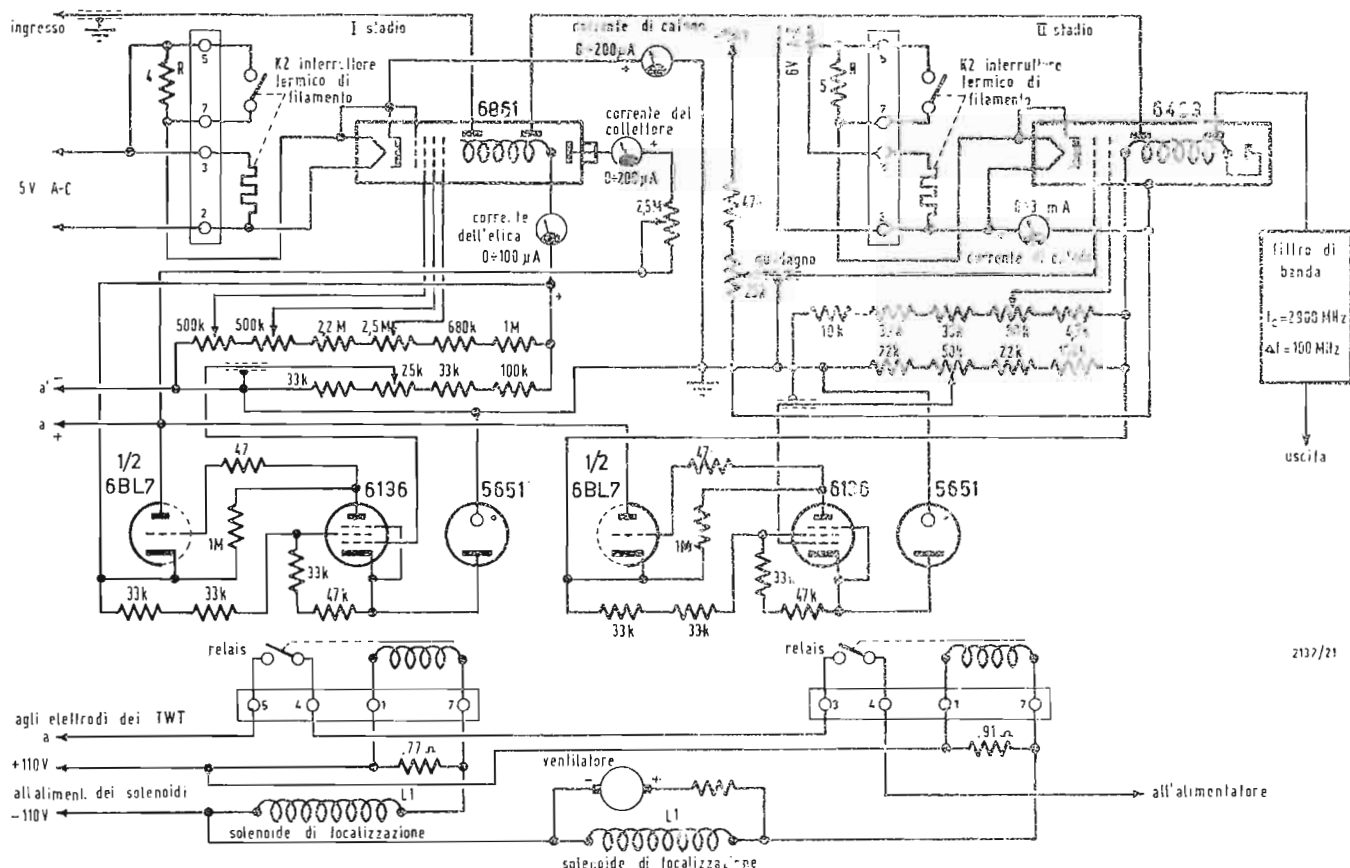
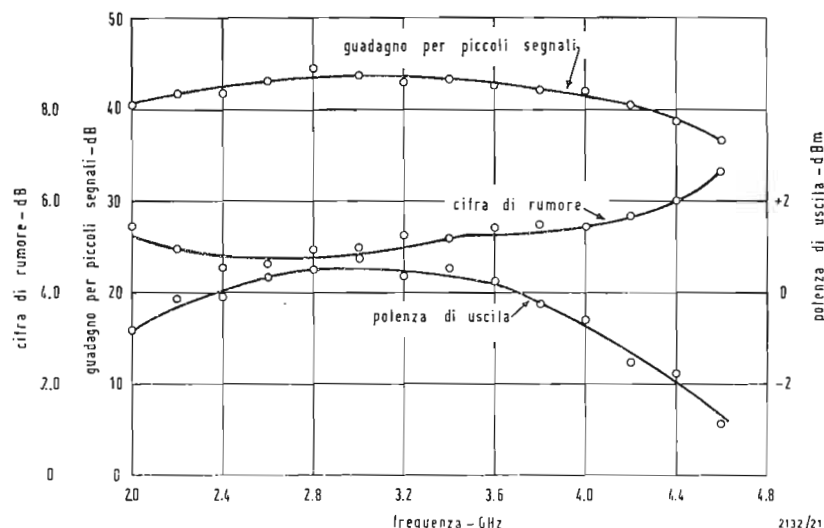
All'uscita del secondo stadio è posto un filtro passa banda avente 100 MHz di larghezza di banda, necessario per ottenere la selettività voluta.

(2) $K = \frac{\tau}{T}$

K = fattore di riempimento
τ = durata di un impulso
T = durata del tempo intercorrente fra l'emissione di un impulso e l'altro.

Fig. 15

Fig. 19

Fig. 18

Senza tale filtro la larghezza di banda risulta quella del primo stadio, cioè 800 MHz.

Il funzionamento globale dei due tubi in cascata si ottiene considerando le loro curve caratteristiche e riportate in fig. 14 *a* e *b*.

La curva di fig. 14 *b*, analoga a quella di fig. 10, fornisce la potenza di uscita in funzione della potenza di ingresso è riferita al tubo RCA6861.

La curva di fig. 14a fornisce analogamente la potenza di uscita in funzione della potenza di ingresso del tubo Sylvania 6493.

Le curve sono orientate in modo da agevolare il calcolo della potenza di uscita dell'intero stadio costituito dai due tubi in cascata in funzione della potenza di ingresso.

Calcoliamo la potenza di rumore in ingresso al tubo RCA 6861 assumendo la banda di funzionamento circuitale (è presente infatti il filtro di banda di selezione all'uscita del secondo tubo) di 100 MHz. La cifra di rumore è 7 dB.

Applicando la (3)

$N = -114 \text{ dB} + \text{BdB} + NF_{dB}$

$N = -114 \text{ dB} + 10 \log 100 + 7 =$

$= -114 + 20 + 7 = -87 \text{ dBm}$

Sulla caratteristica del tubo RCA 6861 tale punto è indicato, sulla scala delle potenze di ingresso graduata in dBm.

Il tubo amplifica 25dB, quindi la potenza di rumore all'uscita del tubo, dopo amplificazione risulta:

$-87 + 25 = -62 \text{ dBm}$

Tale valore è riportato sulla scala delle potenze di uscita in dBm.

Sulla medesima caratteristica è riportata anche la potenza di ingresso — 42 dBm che porta alla potenza di uscita saturata:

$N_S = -42 + 25 = -17 \text{ dBm}$

Le potenze di uscita di rumore — 62 dBm e quella di saturazione — 17 dBm del tubo RCA6861 rappresentano le due potenze minima e massima di ingresso nel tubo Sylvania 6493 posto in cascata, cioè la dinamica.

Le curve caratteristiche del tubo Sylvania 6493, fig. 14 *a*, forniscono la potenza di uscita in dBm e in funzione della potenza di ingresso, con parametro la tensione di griglia controllo.

La potenza di rumore — 62 dBm in entrata al tubo Sylvania 6493, assumendo la caratteristica a 0 V di griglia controllo a cui corrisponde una amplificazione di circa 45 dB, risulta in uscita:

$N_0 = -62 + 45 = -17 \text{ dBm}$

La potenza di saturata di — 17 dBm in ingresso al tubo Sylvania 6493, risulta dopo amplificazione in uscita, come si vede in figura.

$N_S = +18 \text{ dBm}$

Tale potenza di uscita risulta essere di 6-8 dB inferiore al valore che si avrebbe senza tenere conto dell'incurvamento della curva di amplificazione per effetto della saturazione (Paragrafo 4.5.

5.1.2. - La regolazione dell'amplificazione totale dei due stadi in cascata affidata alla regolazione dell'amplificazione del secondo stadio agendo sulla griglia controllo. La sensibilità del sistema, nel senso di minima potenza di rumore supposta all'ingresso che limita la potenza minima di segnale che si può ricevere, è affidata al primo tubo RCA 6861.

Poichè tale tubo amplifica 25 dB l'effetto del rumore introdotto dal secondo stadio risulta trascurabile.

L'amplificazione totale del sistema risulta essere, per piccoli segnali

$G = 25 \text{ dB} + 45 \text{ dB} = 70 \text{ dB}$

cioè la somma delle amplificazioni, espresse in dB, dei singoli stadi.

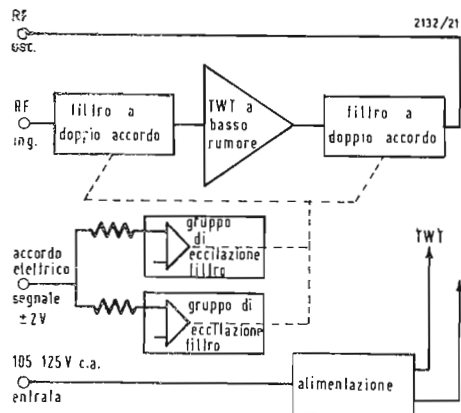



Fig. 20

La dinamica del sistema, dipendente dal primo stadio, è di 45 dB.
La potenza di uscita saturata risulta essere 60 mW.
In fig. 16 sono riportate le caratteristiche dell'amplificatore, tenendo conto anche della perdita di inserzione del filtro di banda che è di circa 3 dB.

5.1.3. - Osservando la fig. 17 si può vedere la dipendenza della amplificazione dalla tensione di griglia controllo, del tubo 6493. Variazioni anche piccole della tensione di griglia controllo di ogni tubo si ripercuotono sull'amplificazione dell'intero sistema. Le variazioni di tensione non solo sulla griglia controllo, ma anche sugli altri elettrodi producono, come si è visto nelle figg. 6 e 7, delle variazioni nelle caratteristiche del sistema amplificatore. La necessità di una alimentazione particolare giustifica la complessità circuitale di fig. 15, del circuito di stabilizzazione, pur rimanendo di tipo convenzionale.
Ciascun stadio è fornito di un gruppo regolatore stabilizzatore indipendente.
Nel primo amplificatore la griglia controllo è collegata al catodo e quindi risulta polarizzata a valore 0.
Nel secondo amplificatore, che ha la possibilità di regolazione dell'amplificazione, la tensione di griglia è riferita ad una sorgente stabilizzata a — 150 V.
Le tensioni necessarie per gli altri elettrodi sono ricavate da un'unica serie di resistenze di caduta, con una disposizione analoga a quella adottata per l'alimentazione dei tubi a raggi catodici.
L'alta tensione che alimenta le resistenze di caduta è regolata con uno stabilizzatore tipo serie, costituito dai tubi 6BL7 e 6136.
Il tubo 5651, a gas, fornisce la tensione di riferimento. La corrente di eccitazione dei solenoidi focalizzatori dei due tubi percorre due relais che rimangono attivati consentendo l'arrivo dell'alta tensione agli amplificatori.
Nel caso di guasto sui solenoidi focalizzatori con interruzione della corrente di eccitazione, i relais, diseccitandosi, tolgono l'alta tensione all'alimentatore dei TWT.
La tensione dei filamenti viene fornita in due tempi: prima attraverso una resistenza R in serie al filamento, che dopo l'attivazione di un relais termico viene cortocircuitata.
Le resistenze R vengono regolate in modo di avere, sui due tubi TWT, la medesima corrente di inserzione.
I dispositivi di regolazione e di protezione descritti assicurano una lunga durata dell'amplificatore.

5.1.4. - Scegliendo tubi TWT, aventi caratteristiche più brillanti, si possono ottenere amplificatori aventi bande più larghe (1 ottava) con cifre di rumore più basse. Il procedimento di calcolo rimane il medesimo.

5.2. - Le caratteristiche dei due TWT su cui è stato svolto l'esempio di calcolo sono relativamente modeste. È interessante riportare le caratteristiche di un amplificatore con TWT molto recente.
L'amplificatore (fig. 18) comprende l'intero alimentatore, ed il focalizzatore secondo le tendenze costruttive attuali. Tubo WJ281 Watkins-Jonhson Company.
Frequenza di funzionamento 2,0-4,5 GHz; cifra di rumore 7 dB; guadagno per piccoli segnali 40 dB; R.O.S. all'ingresso ed all'uscita 1,5:1; connettori tipo N; potenza di uscita 0 dBm; tensione primaria 117 V c. a.
Le caratteristiche elettriche in funzione della frequenza sono riportate in fig. 19.

5.3. - Amplificatori TWT con filtri YIG.

5.3.1. - Un amplificatore a radio frequenza si comporta essenzialmente come aperiodico per tutti i segnali che cadono nella gamma di frequenza per cui è costruito l'amplificatore stesso. Gli amplificatori TWT, mediante una larghezza di banda di una ottava e nell'ambito di tale estensione, amplificano indifferentemente, con uguali prestazioni tutti i segnali che entrano nell'ottava predetta.
Tale proprietà dei TWT costituisce un vantaggio, permettendo di adoperare un medesimo amplificatore per una gamma di frequenza molto estesa. La selettività in ricezione, cioè la capacità di potere distinguere preferentemente un segnale rispetto ad altri che si presentano contemporaneamente ai morsetti di entrata del ricevitore, nel quale il tubo TWT costituisce l'amplificatore di ingresso, è affidata a filtri posti a monte ed anche a valle dell'amplificatore RF.
Nelle supereterodine convenzionali tale selettività è affidata ad uno o più circuiti accordati con condensatore variabile, che mutando, su comando di loro capacità, permettono di accordare su frequenze diverse i circuiti destinati alla selezione.
Un condensatore variabile a comando manuale od anche meccanico, non permette ovviamente variazioni delle frequenze di accordo veloci. La possibilità di accordarsi in tempi brevissimi su una certa frequenza od anche la possibilità di poter spazzolare in una gamma ampia ed in tempi estremamente brevi è una necessità fondamentale della tecnica comunicazionistica attuale.
Il comando di variazione deve essere elettronico.
I circuiti in cui la frequenza di accordo è variabile su comando elettronico, permettendo così il rapido posizionamento, devono ovviamente assicurare anche le caratteristiche di selettività necessarie per la soppressione del segnale immagine.
Poichè i circuiti a selettività variabile

Fig. 21

elettronicamente sono elementi non lineari possono introdurre intermodulazione che deve essere contenuta entro limiti tollerabili. Le perdite introdotte dai circuiti selettivi, si traducono in perdite di inserzione del filtro medesimo, con conseguente aumento del rumore dell'intero gruppo amplificatore. Le perdite devono perciò essere ridotte a valori trascurabili. Il problema, con alcune limitazioni dovute essenzialmente alla limitata possibilità delle variazioni della gamma di accordo, può essere risolto adottando condensatori che variano la loro capacità con la tensione applicata.

5.3.2. - Sono stati elaborati filtri a selettività variabile elettronicamente in un'ottava che assicurano selettività, bassa perdita di inserzione, ripidità dei fianchi, bassa intermodulazione, funzionanti nel campo delle microonde. In tali filtri detti YIG, la variazione della selettività è realizzata mediante la variazione di un campo magnetico; che agendo su opportuno materiale produce lo spostamento della risonanza del filtro. Il campo magnetico eccitatore è costituito da due componenti, una fissa, generata da un magnete permanente che posiziona il filtro nel centro della gamma di funzionamento, ed una variabile ottenuta mediante un solenoide che fa translare la frequenza di accordo del filtro su tutta la gamma di funzionamento prevista.
La disposizione descritta permette di ridurre la potenza di eccitazione necessaria per far muovere il filtro nella gamma prevista.
Per l'eccitazione del solenoide occorre una corrente che possa variare bidirezionalmente.

Tale corrente viene ricavata da un circuito transistorizzato più o meno complesso che assicura la necessarie variazioni per mutare la frequenza di accordo del filtro anche con andamento spazzolante.

5.3.3. - L'unione di tali filtri YIG, con un tubo TWT a bassa cifra di rumore, costituisce una soluzione brillante nella realizzazione di un circuito preamplificatore a R. F.

Alcune case hanno già posto in commercio gruppi completi, filtro YIG e TWG, con elevate prestazioni.
La disposizione schematica è riportata in fig. 20 in cui si vede lo schema a blocchi di un amplificatore TWT con due filtri YIG passa banda a monte e a valle del TWT che assicurano la selettività richiesta.
Si riportano nella tabella 3 i dati caratteristici di amplificatori TWT con filtri passa-banda accordabili elettronicamente dalle quali si possono dedurre le prestazioni raggiunte. *A.*

6. - BIBLIOGRAFIA

[1] Louis Cuccia, *How to Buy a Low Noise Traveling Wave Tube Microwave* Settembre, 1964.
[2] W. Geller, E. Murphy, W. Posner, *Some Typical Applications of Low Level Traveling Wave Tubes.*
[3] Watkins Johnson Company Technical Bulletin. Vol. 6. Nr. 7. luglio 1964.

Tabella 3. - Caratteristiche di una famiglia di preamplificatori con preselettori YIG sintonizzabili.

Frequenza GHz	Modello N.	Cifra di rumore dB (max.)	Guadagno dB (min.)	Larghezza di banda 3 dB MHz	Larghezza di banda 40 dB MHz	Soppressione di dB immag. (3)	Potenza di uscita minima saturata dBm	Risposte spurie
1.0-2.0	WJ-165	8	20	30	100	> 80	—25	—50 dB
2.0-4.0	WJ-166	8	20	30	100	> 80	—20	—50
4.0-8.0	WJ-167	9	20	30	100	> 80	—5	—50
8.0-12.0	WJ-168	10	20	30	100	> 80	—5	—50

Tensione di alimentazione 105-125 V ca.
Frequenza dell'alimentazione 48-420 Hz
Potenza di alimentazione 30-40 W
Segnale di accordo (4) —2,0 a +2,0 V.
Impedenza di ingresso per il segnale di accordo 1 MΩ min.
Frequenza di spazzolamento sull'ottava 0 a 50 Hz.
Precisione di accordo alla temperatura ambiente (linearità e riposizionamento) ± 0.1 %.
Precisione di accordo —25°C a 71° C ± 0,5 %.

(3) Si ha una attenuazione della frequenza immagine superiore a 80 dB in frequenze IF di 120 MHz od inferiori e aventi larghezza di banda fino a 30 MHz.

(4) I filtri selettori sono accordati esattamente al centro banda con segnale di accordo nullo. La parte inferiore della banda si raggiunge applicando —2 V, la parte superiore con +2 V.

Microelettronica, telecomunicazioni, controlli automatici e laser nelle loro applicazioni d'avanguardia saranno i temi esaminati a Roma dal XII Congresso Internazionale per l'elettronica

PER LA dodicesima volta si terrà a Roma, quest'anno, nella seconda metà del mese di giugno — dal 18 al 29 — la Rassegna internazionale elettronica nucleare e teleradiocinematografica: una manifestazione di significato tecnico di elevata specializzazione.
Manifestazione, pertanto, unica nel suo genere in Italia e particolarmente apprezzata all'estero in quanto costituisce — con i congressi che vi si svolgono e con le esposizioni che vi si tengono — un punto di riferimento sui progressi compiuti durante gli ultimi dodici mesi nei campi scientifici e tecnici ai quali la Rassegna è dedicata, mentre l'incontro dei più qualificati specialisti italiani e stranieri dà luogo alla presentazione ed all'esame di prospettive sugli sviluppi futuri delle tecniche e delle scienze in esame.
In tale quadro generale, si prevedono, per l'edizione 1965, quattro programmi principali: il XII Congresso per l'elettronica; il X Congresso nucleare; il V Convegno dello spazio e la X Manifestazione dedicata alla tecnica cinematografica.
Vengono comunicati in questi giorni gli orientamenti ed il programma del XII Congresso scientifico internazionale per l'elettronica.
Il Congresso si svolge sotto l'alto patronato del Ministero delle poste e telecomunicazioni ed è indetto ed organizzato d'intesa col Consiglio superiore tecnico delle telecomunicazioni, con l'Istituto superiore P.T. e con la Fondazione U. Bordoni, ed è con la strettissima ed autorevole collaborazione di questi Enti che il programma è stato elaborato nella sua forma definitiva.
Esso è frutto di una ponderata scelta intesa a mettere a fuoco essenzialmente quei problemi che allo stato attuale della ricerca maggiormente interessano le telecomunicazioni, non solo nei loro aspetti scientifici e tecnici, ma anche in quelli economici ed organizzativi, quali: i problemi di obsolescenza e quelli delle scelte degli investimenti nonchè le loro incidenze di carattere politico e sociale; gli sviluppi delle tecniche digitali ed infine le prospettive di applicazione dei lasers in numerosi campi della scienza e della tecnica.
L'accennata selezione dei temi e i criteri di svolgimento dei lavori mirano a fornire concreti orientamenti di massima per una valida politica di ricerca scientifica, di insegnamento tecnico-professionale e di sempre più efficiente gestione agli organi di studio, di controllo e di esecuzione nel campo delle telecomunicazioni.
Inoltre, l'importanza e la diffusione sempre maggiori delle applicazioni dell'elettronica ad ogni settore del lavoro organizzato è tale da interessare e richiedere la collaborazione non solo degli ambienti scientifici dedicati alla ricerca, ma anche del mondo industriale, che di tale ricerca si avvale per una produzione sempre più affinata e competitiva sui grandi mercati e, soprattutto, di quella dei responsabili delle scelte politiche e del progresso sociale del Paese.
Tali criteri cui si informa il lavoro di organizzazione del XII Congresso sono stati ormai collaudati da undici anni di esperienza. Le precedenti manifestazioni, per generale riconoscimento, oltre ad aver conseguito eccezionali risultati scientifici, tecnici e di divulgazione hanno sempre corrisposto pienamente alle finalità per le quali sono state organizzate ed anche per quest'anno si può fin da ora prevedere una partecipazione di scienziati e tecnici, di esperti ed industriali di riconosciuta competenza nei rispettivi settori, che è garanzia di risultati ancora più fruttuosi di quelli, pur notevoli, già raggiunti negli anni precedenti.
Del Comitato tecnico-scientifico del XII Congresso per l'elettronica fanno parte scienziati tra i più noti, nel campo nazionale ed internazionale, dell'elettronica. Essi sono: Presidente, Prof. Algeri Marino; Vice Presidente, Prof. Giuseppe Francini; Membri: Prof. Ing. Albino Antinori, Prof. Franco Cappuccini, Prof. Ing. Andrea Ferrari Toniolo, Prof. Ing. Renato Koch, Ing. Ernesto Lensi, Prof. Enrico Medi, Prof. Ing. Carlo Micheletta, Prof. Antonio Ruberti. Segretario scientifico: Prof. Ing. Venanzio Andresciani; Segretario esecutivo: Dr. Ernesto M. Rodriguez.

* *

Scoperta dal fisico inglese J. J. Thomson, verso il 1900, la particella elementare detta elettrone è diventata, sessantacinque anni dopo, un personaggio di primo piano del nostro tempo fino al punto di far nascere dalla sua infinitesima piccolezza una scienza vera e propria di grandissima importanza: l'elettronica. Non

solo piccolissima ma anche leggerissima, questa particella, in quanto volendo indicare un elettrone in grammi, si dovrebbe scrivere uno zero, una virgola e poi altri 27 zeri prima di arrivare alla cifra significativa.
La seconda meraviglia della tecnica elettronica — essendo la prima quella delle numerosissime ed affascinanti sue applicazioni — va realizzandosi in questi anni con la « microelettronica », alla quale è appunto dedicata la I Sessione del Congresso di elettronica della Rassegna di Roma.
Sotto il nome di microelettronica possono comprendersi lo studio e la sperimentazione dei fenomeni, dei materiali, dei processi e delle tecniche di progetto e di fabbricazione, atti a concentrare in porzioni di spazio estremamente ridotte i dispositivi, gli aggregati e le apparecchiature elettroniche di ogni tipo.
Prendendo come indice di riferimento il numero delle parti componenti di un sistema elettronico contenuto nell'unità di volume, mentre nei sistemi elettronici ordinari si incontrano valori di densità compresi fra 10 e 100 elementi/dm^3, nella microelettronica ci si spinge a densità comprese fra 10^4 e 10^7 elementi/dm^3, inferiori cioè di solo tre ordini di grandezza alle densità caratteristiche del cervello umano.
Una riduzione di dimensioni proiettata verso questi limiti — mentre limiti ancora più spinti si possono già intravedere per il futuro — costituisce una autentica rivoluzione nel campo delle applicazioni elettroniche e del progresso tecnico, con conseguenze di vasta e non facilmente precisabile portata sotto tutti gli aspetti, scientifici, tecnici, industriali, economici e politici, interessanti una società organizzata a carattere di media o alta industrializzazione.
Fanno parte dello svolgimento del tema:
i problemi teorici e pratici inerenti alla realizzazione, al funzionamento ed alle prestazioni di dispositivi elettronici attivi, passivi e di memoria microdimensionali e dei loro aggregati;
i fenomeni fisici da utilizzare per trasformare un blocco continuo ed omogeneo di materiale solido in un circuito elettronico, alterando localmente le proprietà caratteristiche del materiale in modo da renderle atte ad assolvere le funzioni proprie dei diversi componenti attivi e passivi del circuito considerato:
i dispositivi ed i materiali elettronici allo stato solido (dispositivi e materiali semiconduttori, dielettrici, magnetici, criogeni, ottico-elettronici, organici);
le loro forme d'impiego (film sottili, circuiti ceramici solidi, circuiti integrati monolitici al silicio, circuiti integrati ibridi, ferriti laminate, micromoduli e sistemi analoghi);
i processi e le tecniche di fabbricazione (deposizione ed evaporazione sottovuoto, crescita epitassiale, diffusione, passivazione, fotomaschere, fotoresistenza, « sputtering », lavorazione con fasci elettronici e ionici, interconnessioni);
le categorie di applicazione (calcolatori elettronici, apparati di comunicazione, centrali di commutazione, elettronica militare, elettronica industriale, apparati civili di uso domestico e di largo impiego);
i criteri di valutazione (prestazioni, grado di affidamento, costo iniziale e di manutenzione, peso e dimensioni, velocità di funzionamento, basso consumo d'energia);
i problemi da risolvere, le previsioni di sviluppo, le prospettive economiche.

* * *

Ai « Recenti sviluppi delle tecniche digitali » (digitali è un anglicismo che viene da « digit », voce che significa « cifra numerica ») è dedicata la II Sessione del Congresso per l'elettronica; sessione che, a sua volta, si articolerà su due temi: telecomunicazioni e controlli automatici.
Per quanto riguarda le telecomunicazioni è da tenere presente che l'uso della modulazione a codice per trasmissioni telefoniche urbane ed interurbane a breve distanza è già entrato nell'esercizio normale di reti telefoniche negli Stati Uniti ed è nella fase di esercizio sperimentale in molte nazioni europee. Rientra nel tema l'esame delle caratteristiche essenziali dei sistemi previsti per l'impiego suddetto e cioè numero di canali; numero di livelli di quantizzazione; frequenza massima; tipi di cavi usati (urbani a molte coppie o interurbani di bassa frequenza non pupinizzati a bicoppie); passo di ripetizione.
Per quanto riguarda poi le applicazioni delle tecniche digitali alle telecomunicazioni a lunga distanza, è di vivo interesse conoscere i progressi degli studi che sono attualmente in corso.
Negli Stati Uniti si stanno, infatti, svolgendo studi per estendere l'impiego del P.C.M. a circuiti interurbani della rete primaria, su cavi coassiali di caratteristiche economiche.
Uno dei sistemi allo studio prevede di multiplare a divisione di tempo numerose comunicazioni telefoniche (circa 3000) e di trasmetterle poi dopo averle convertite in serie di 8 bit (256 livelli di quantizzazione).
Altro sistema prevede di multiplare dapprima a divisione di frequenza 2 gruppi di 1200 canali telefonici ciascuno e poi di campionare e convertire in serie di 9 bit ogni complesso di 1200 canali, intercalando gli impulsi di un gruppo con quelli dell'altro gruppo. In luogo dei segnali multiplex FDM (frequency division multiplex) di 1200 canali telefonici, possono essere trattati segnali televisivi. Sia nell'uno che nell'altro sistema, il segnale occupa una banda che si estende fino

a circa 200 MHz, fa uso di impulsi bipolari, e richiede un ripetitore ogni miglio. Rientra nel tema l'approfondimento delle conoscenze tecniche nell'interessante campo delle applicazioni suddette.

* * *

Per quanto riguarda il tema congressuale dei controlli automatici, si intendono compresi nel tema tutti gli argomenti riguardanti l'impiego delle recenti tecniche di tipo numerico ai fini del controllo automatico di un impianto e quindi: i dispositivi e le apparecchiature di tipo numerico per la strumentazione di un impianto, ossia per il rilievo, la conversione, l'elaborazione elementare delle variabili di un impianto; le apparecchiature di calcolo di tipo numerico impiegate ai fini del controllo automatico di un impianto; i dispositivi di esecuzione di tipo numerico.
L'impianto va inteso in senso lato e quindi vanno considerati in tema non solo le applicazioni delle calcolatrici ai processi industriali, ma anche le applicazioni delle recenti tecniche numeriche ad ogni problema di controllo (controllo numerico di velocità, controllo numerico di posizione, ecc.).
Le tecniche numeriche, inoltre, vanno intese con riferimento alle diverse soluzioni tecnologiche, elettroniche (e non ad es. pneumatiche).
Poichè, infine, all'impiego di tecniche numeriche si collegano strettamente i problemi relativi ai sistemi a segnali campionati e quantizzati, anche l'argomento generale dei sistemi di controllo di tale tipo rientra nel tema.

* * *

Anche una Riunione a panel sul laser è stata inserita nel Congresso di elettronica della Rassegna e le discussioni saranno orientate sulle prospettive di impiego del laser, ossia di questo «tecnicismo» che, nato circa cinque anni or sono, più per un interesse scientifico che per una vera e propria necessità pratica, vede ogni giorno estendere le sue prodigiose applicazioni pratiche.
Com'è noto, il laser è costituito da una radiazione luminosa, il cui principio di funzionamento è fondato sulle possibilità di sfruttare il fenomeno di interazione esistente tra intense radiazioni elettromagnetiche (nel caso dei laser, la luce) ed alcuni determinati materiali sensibili a tali radiazioni.
Le applicazioni attuali e future dei laser trovano e troveranno il loro fondamento nelle proprietà caratteristiche di tali sorgenti: coerenza del fascio; elevatissima temperatura di colore; monocromaticità e direttività ed alta concentrazione del fascio; possibilità, in alcuni casi, di modulare direttamente l'uscita luminosa.
Rientrano nel tema le applicazioni in numerosi campi della scienza e della tecnica:
Medicina. Fasci laser vengono già oggi usati per saldare la retina dell'occhio e nella chirurgia del cervello. La distruzione selettiva delle cellule (per es. nella cura del cancro) sembra costituire una importante possibilità.
Astronomia. È possibile misurare piccolissimi spostamenti Doppler in spettroscopia ed ottenere separazioni Zeeman sulla luce di stelle lontane, troppo deboli per essere risolte con le tecniche spettroscopiche ordinarie.
Chimica. Può riuscire possibile la rottura o la creazione selettiva di legami individuali in sintesi organica. L'analisi spettrografica non distruttiva è già possibile con dispositivi laser.
Si può controllare il processo di diffusione nei semiconduttori durante la fabbricazione dei dispositivi.
Fisica. Le esperienze sulla velocità della luce e sulla relatività possono essere affinate in virtù della riduzione della larghezza di linea ottenibile del laser. Gli strumenti sismografici possono essere resi più sensibili. Possono realizzarsi campioni di frequenza e di lunghezza con precisioni mai prima d'ora raggiunte. Si possono studiare le proprietà dei plasmi.
Processi industriali. Il laser può fornire un meccanismo atto a raggiungere reazioni termonucleari controllate con un plasma caldo. Si possono eseguire microsaldature con grande precisione ed eseguire fori di dimensioni piccolissime.
È possibile ottenere una notevole abbreviazione dei tempi morti nei calcolatori elettronici, usando segnali luminosi per la trasmissione dell'informazione.
Fotografia. I laser offrono un potente mezzo di illuminazione per la fotografia ultrarapida.
Telecomunicazioni. In questo campo le possibilità di applicazione sono molteplici per la trasmissione di informazioni, per la radiotelemetria e per il tracking dei satelliti. Esistono però delle limitazioni importanti che debbono essere attentamente considerate.
Per quanto concerne il convogliamento di fasci laser in adatte guide il problema è ancora nella fase degli studi di laboratorio e sarà molto interessante conoscere la situazione di tali ricerche e le previsioni che sono al riguardo consentite.
Microelettronica, telecomunicazioni, controlli automatici e laser sono dunque gli argomenti di attualità ai quali scienziati qualificati di tutto il mondo daranno il loro contributo, oltre che per gli obiettivi già raggiunti anche per le prospettive che si aprono in tali campi di ricerca e di pratiche applicazioni, secondo una tradizione ormai affermata del Congresso di elettronica della Rasegna internazionale di Roma. (*s.s.s.*)

Nuovo televisore Ultravox

Su iniziativa della Società Ultravox, in una simpatica tavola rotonda tenutasi in un noto locale cittadino, Bruno Munari ha diretto una conversazione sul disegno industriale in occasione della presentazione al pubblico di un interessante televisore di questa importante industria: si tratta dell'Hi-Decor (alto arredamento) realizzato dagli architetti Forges Davanzati e Ranzani.
Al dibattito hanno partecipato personaggi assai noti fra architetti, industrial designers e artisti milanesi. E stata riconosciuta la validità dei concetti che stanno alla base di questo televisore che è stato giudicato unanimemente fra quanto di più valido è stato finora prodotto anche dal punto di vista estetico.
All'eleganza formale si aggiungono la funzionalità, la semplificazione dei comandi ottenuta attraverso interessanti automatismi, l'inseribilità in qualsiasi tipo di arredamento. E' un televisore bello ed essenziale destinato al successo presso un pubblico di cultura e di alto livello.

dott. Gerolamo Bertinato

I sistemi di televisione a colori a confronto

Dopo l'insuccesso della riunione di Vienna la scelta del sistema di TV a colori è sempre completamente aperta per i paesi europei. Può essere di un certo interesse un ulteriore confronto tra i tre diversi sistemi fino a questo momento proposti.

In EUROPA si è ancora indecisi sulla scelta del sistema di trasmissione a colori. Come è noto tre sono i sistemi in discussione: N.T.S.C., P.A.L., S.E.C.A.M. Allo scopo di ottenere una impressione obbiettiva dei sistemi esistenti l'E.B.U. (European Broadcasting Union) ha chiesto ai paesi membri di investigare le possibilità e le caratteristiche di questi sistemi e di redigere una proposta per un sistema di televisione a colori europeo.

Al presente non è possibile prevedere quando si raggiungerà un accordo tra i paesi europei.

Allo scopo di chiarire meglio le particolarità dei singoli sistemi cominceremo a descrivere in dettaglio il sistema N.T.S.C. che si può considerare come base per ogni sistema di televisione a colori.

Diremo subito che i due punti fondamentali per cui il sistema N.T.S.C. si può considerare basilare per ogni altro sistema sono:

1) *Esso non richiede una banda di frequenza più larga* di quella attualmente usata per il bianco e nero.

2) *È doppiamente compatibile*: gli attuali ricevitori in bianco e nero possono ricevere anche le immagini a colori, che naturalmente si presenteranno come normali immagini in bianco e nero; i ricevitori a colori possono ricevere le normali trasmissioni in bianco e nero.

Vediamo come si ottenga una immagine a colori partendo dalla telecamera. All'uscita della telecamera si ottengono tre immagini nei tre colori basilari usati per la trasmissione a colori, ponendo un filtro *rosso, blu* e *verde* rispettivamente di fronte ai tre tubi da ripresa di cui la telecamera è essenzialmente composta.

I tre segnali così ottenuti vengono elettricamente manipolati in modo da ottenere il segnale di luminanza, il cosiddetto segnale « Y » che consiste di frazioni dei tre segnali base: rosso, verde, blu, insieme, ossia:

$E_y = 0{,}3\ E_r + 0{,}6\ E_v + 0{,}1\ E_b.$

Questo segnale di luminanza da solo darebbe una immagine in bianco e nero. Oltre questo segnale occorrono due segnali di « crominanza » per ottenere una immagine a colori.

A questo scopo due segnali « differenza colore » vengono impiegati cioè:

$E_r - E_y,\ E_b - E_y.$

Se nessun colore venisse trasmesso, così per esempio si trattasse di una immagine grigia, allora i segnali differenza colore svanirebbero ed apparirebbe una immagine monocromatica.

La larghezza di banda dei segnali « differenza colore » è ristretta in modo da limitare le bande dell'informazione colore complessiva.

Per poter trasmettere le due informazioni supplementari del segnale colore occorre almeno una portante ausiliare colore (sub-carrier), esattamente collocata nella banda video superiore.

La modulazione simultanea della subcarrier mediante i due segnali crominanza può essere compiuta modulando in ampiezza una fase della sottoportante mediante una delle due informazioni colore, e modulando ancora in ampiezza un'altra fase della sottoportante spostata di 90° dalla prima, mediante la seconda informazione colore.

Si può anche affermare che la sottoportante è modulata simultaneamente in ampiezza e fase. Questo metodo di modulazione, noto come modulazione in quadratura sincrona, produce:

1) Modulazione in ampiezza della sottoportante che è con una certa approssimazione proporzionale alla saturazione del colore.

2) Modulazione di fase della sottoportante che è proporzionale approssimativamente alla *tinta del colore.*

La combinazione di questi segnali in aggiunta al segnale di luminanza, dà così la forma d'onda che deve essere trasmessa.

Si può provare matematicamente che la componente colore « verde-meno luminanza » ($E_v - E_y$) è anche presente, e sebbene non venga trasmessa come componente separata, essa viene ricostituita nel ricevitore per mezzo di un circuito matrice.

Se si analizzasse il segnale in arrivo in

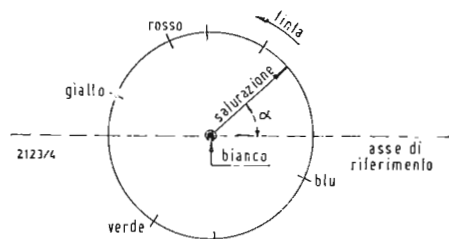



Fig. 1 – Parametri saturazione e tinta dell'informazione cromatica.

un ricevitore TV si troverebbero le seguenti informazioni:

a) *Luminanza* o segnale « Y » che contiene tutte le informazioni di una normale immagine TV in bianco-nero.

b) *Segnali di crominanza* cui sono affidate le informazioni per il colore.

c) *Segnali di sincronizzazione*: per sincronizzare i circuiti di deflessione orizzontale e verticale con quelli della telecamera.

d) *Segnale di sincronismo colore*: o « burst » che consiste di un numero relativamente piccolo di cicli da (da 8 a 10) della sottoportante che servono per sincronizzare l'oscillatore di riferimento della sottoportante nel ricevitore.

Si noti che la sottoportante in trasmissione viene soppressa e pertanto essa va ricostituita nel ricevitore per poter effettuare la demodulazione della informazione colore.

Nel ricevitore colore, che ha molte parti in comune con i normali ricevitori in bianco-nero (stadio alta frequenza, catena di media frequenza video ed audio, base tempi, ecc.) mentre di nuovo c'è essenzialmente il canale crominanza, il segnale dopo essere stato opportunamente amplificato viene per mezzi di speciali filtri, separato nuovamente nei due segnali di *crominanza* e di *luminanza*.

Per riottenere le due informazioni colore del segnale di crominanza si usa la cosiddetta demodulazione sincrona.

Si ottengono così due segnali di tipo $(E_r - E_y)$ ed $(E_b - E_y)$ che applicati unitamente al segnale di luminanza ad un circuito matrice, permettono di riottenere le tre componenti differenza di colore $(E_r - E_y)$, $(E_b - E_y)$ ed $(E_v - E_y)$ che possono pertanto venire applicate alle griglie di un cinescopio colore.

Quando una trasmissione monocromatica è ricevuta, entrambi i demodulatori nel circuito di crominanza non sono in funzione ed una immagine in bianco e nero è ottenuta da un appropriato bilanciamento dell'eccitazione dei punti di fosforo rosso, verde, blu, del cinescopio.

A questo punto dobbiamo ancora ricordare che l'informazione colore è trasmessa modulando simultaneamente in ampiezza e fase una sottoportante; questo fatto può rappresentarsi vettorialmente con un vettore rotante (sistema di coordinate polari).

L'ampiezza di detto vettore rappresenta la *saturazione* del colore, mentre la sua fase (angolo da esso formato con l'asse di riferimento) rappresenta la tinta del colore, come mostra la figura 1.

Muovendosi dal centro verso la circonferenza si passa dal bianco a colori poco saturi, finchè sulla circonferenza (ampiezza massima del vettore) si hanno i colori al massimo della saturazione.

L'angolo α del vettore varia con la tinta del colore trasmesso.

Riassumendo possiamo quindi concludere che i colori trasmessi sono funzioni di 2 parametri: ampiezza ed angolo di fase del vettore rappresentato in fig. 1.

Risulta chiaro a questo punto che una alterazione dei parametri predetti provoca un'alterazione nel colore stesso, pertanto la riproduzione cromatica dell'immagine ricevuta non sarà più rispondente a quella originale trasmessa.

Dei due parametri sopra citati, quello relativo alla fase gioca di gran lunga il ruolo più importante, poichè è la fase che caratterizza la tinta nella televisione a colori. Le cause per cui la fase del vettore colore può alterarsi durante il lungo cammino di trasmissione sono molteplici, tra esse citiamo:

a) cavo coassiale di collegamento studio-trasmettitore;

b) trasmissioni via « link »;

c) trasmissioni via satellite;

d) trasmissioni registrate in « ampex »;

e) fenomeni di riflessione: mentre nella televisione in bianco e nero detti fenomeni provocano la caratteristica immagine « spettro », nella ricezione a colori apparirebbero invece dei fastidiosissimi aloni multicolori.

Qui di seguito descriviamo brevemente i nuovi sistemi di trasmissione a colori studiati in Europa per ovviare agli inconvenienti sopracitati.

Riassumeremo infine i punti a favore o a sfavore dei sistemi stessi.

I due sistemi europei « Secam » e « Pal » partono dal presupposto di rendere il parametro « fase » o indipendente dal percorso di trasmissione, modulando in frequenza la sottoportante (sistema Secam), o di compensare l'errore medesimo (sistema Pal) trasmettendo a righe alterne una delle informazioni colore (E_I) con fase invertita:

$$(E_I, \; -E_I, \; E_I ...). \qquad (1)$$

1. - SISTEMA « SECAM »

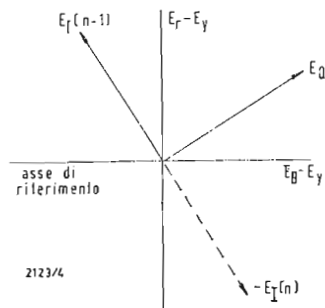
(*Séquentiel à mémoire*)

Il sistema « Secam » parte dal presupposto che sia possibile ridurre la definizione verticale per immagini a colori, in aggiunta alla riduzione della definizione orizzontale, come già è stato attuato nel sistema N.T.S.C., senza deteriorare praticamente l'immagine.

In effetti si ammette che l'occhio si contenti di una definizione ridotta della cromaticità; sembra quindi inutile trasmettere i segnali di crominanza con una definizione verticale uguale a quella adottata per il segnale di luminanza.

Partendo da questo presupposto il « Secam » adotta un sistema di codificazione comportante una quantità di informazioni metà di quelle trasmesse con l'« N.T.S.C. ».

Il sistema « Secam » trasmette i due segnali di crominanza, per esempio R-Y, B-Y, alternativamente una linea su due; un ritardo della durata di una linea pari a 64 µs. permette di immagazzinare, in ricezione, l'informazione di crominanza, trasmessa durante la

(¹) Questo semplice accorgimento fa sì che gli errori di angolo di fase si presentino lungo il cammino di trasmissione e nel ricevitore secondo una riga positivi e nella successiva negativi.

riga n, per restituirla nel corso della linea seguente $n + 1$.
In conclusione il sistema di codificazione « Secam » comporta l'emissione di un segnale Y di luminanza ad alta definizione, analogo a quello del sistema N.T.S.C., ed un segnale di crominanza che modula la sottoportante alla sequenza di linea.

In ricezione si dispone ad ogni istante del:

— segnale di luminanza Y;
— segnale di crominanza trasmesso nel corso della linea in questione, es. R-Y;
— la seconda informazione crominanza necessaria viene fornita dalla linea di ritardo del ricevitore, es. B-Y.

Rappresentiamo ora il sistema di codificazione (trasmissione) e di decodificazione (ricezione) « Secam ». Trascuriamo qui per semplicità il segnale di luminanza.

Trasmissione	Riga		Ricezione	Riga
$(R - Y)_n$	n	ritardo 64 μs.		n
$(B - Y)_{n+1}$	$n + 1$	ritardo 64 μs.	$(R - Y)_n + (B - Y)_{n+1}$	$n + 1$
$(R - Y)_{n+2}$	$n + 2$		$(B - Y)_{n+1} + (R - Y)_{n+2}$	$n + 2$

Il sistema H. De France, trasmettendo una sola informazione di crominanza ad ogni istante, può scegliere a priori per la modulazione della sottoportante uno dei tre sistemi di modulazione conosciuti: ampiezza, frequenza, fase.

Mentre in un primo tempo si era scelto il sistema di modulazione in ampiezza, oggi si è optato per la modulazione in frequenza che, come si può arguire, offre numerosi vantaggi; in particolare, il segnale trasmesso risulta praticamente insensibile al guadagno differenziale; inoltre, la fase differenziale non introduce che difetti di secondo ordine (sui transitori di colore).

Il ricevitore risulta semplificato poichè per demodulare i segnali di crominanza vengono impiegati due demodulatori FM del tipo conosciuto, mentre nel sistema N.T.S.C. si usa il cosidetto demodulatore sincrono assai più complesso (fig. 3).

Alla fine di queste note caratteristiche faremo un'analisi più dettagliata dei vantaggi e degli svantaggi del « Secam »

2. - SISTEMA « PAL » (Phase Alternating Line)

Le caratteristiche del sistema P.A.L.-N.T.S.C. sono:

a) uso del sistema di modulazione in quadratura della sub-carrier come l'N.T.S.C.;

b) una riga viene trasmessa con i due segnali colore E_I ed E_Q (²) secondo lo standard N.T.S.C. Nella riga successiva invece uno dei due segnali (solitamente E_I) viene trasmesso con fase invertita di 180°.

Naturalmente questo fatto si ripete a linee alterne sia in trasmissione che in ricezione.

Diamo in fig. 2 uno schizzo rappresentante il segnale di crominanza trasmesso secondo il sistema P.A.L.:

riga	$n - 1$	E_I	E_Q
	n	$-E_I$	E_Q
	$n + 1$	E_I	E_Q

Fig. 2 – Trasmissione del segnale di crominanza nel sistema Pal.

Se, pertanto, la fase della sub-carrier è cambiata di alcuni gradi durante la trasmissione e nel circuito d'ingresso del ricevitore, questo errore apparirà di segno opposto nella linea seguente.

In ricezione, per poter sfruttare l'accorgimento della compensazione dell'errore di fase, si dovrà, riga per riga, confrontare tra loro le informazioni di una riga con quelle della riga precedente.

A questo scopo nel ricevitore è inserita una speciale linea di ritardo (tempo di ritardo 64 μs. = tempo durata di una riga) simile a quella usata per il sistema Secam, che fornisce le informazioni immagazzinate durante la riga $n - 1$ ad una matrice in cui già confluiscono anche le informazioni della riga n.

Se nella riga $n - 1$ è contenuto un errore di fase di $+ 20°$ nei confronti del segnale esatto, tale errore, nella riga successiva n ammonterà a $- 20°$.

Pertanto, nel ricevitore il valor medio è intorno a $\pm 0°$, ed il colore riprodotto risulterà della stessa tinta di quello originario.

Per decodificatore segnale crominanza adatto ai ricevitori sistema P.A.L. vedasi lo schema a blocchi di fig. 4.

Esiste anche la possibilità di rinunciare alla linea di ritardo (piuttosto costosa) e ad altri componenti elettronici, quando l'errore di fase sia piccolo ($\pm 7°$). Il sistema allora viene denominato « Pal semplice », in contrapposizione a quello con linea di ritardo denominato invece « Pal de luxe ».

In tal caso la comparazione dell'errore viene fatta dall'occhio umano che spontaneamente forma il valor medio tra due righe che si susseguono sullo schermo del ricevitore.

Se una parte dell'immagine, inizialmente di color rosso, appare, a causa di un certo errore di fase, nella prima riga in giallognolo, per la caratteristica di trasmissione P.A.L. tale tinta nella riga seguente viene modificata in violetto. Tra queste due tinte limiti l'occhio vedrà nuovamente il rosso.

(²) E_I, E_Q rappresentano simbolicamente le informazioni colore ottenute dai segnali differenza colore $E_r - E_y$, $E_b - E_y$ combinati secondo la relazione:
$E_I = 0,74\,(E_r - E_y) + 0,27\,(E_b - E_y)$
$E_Q = 0,48\,(E_r - E_y) + 0,41\,(E_b - E_y)$.

La TV a colori il bilancio di Vienna

La battaglia per la TV a colori, alla quale accennammo nello scorso numero, non è purtroppo terminata con la riunione del C.C.I.R. di Vienna.

Sebbene la risoluzione ufficiale, sintetizzata nella votazione finale di 45 Paesi presenti, ove 22 suffragi sono andati al sistema francese SECAM, 11 suffragi al sistema tedesco PAL, 6 suffragi al sistema americano NTSC, mentre cinque Paesi si sono astenuti dichiarandosi ancora indecisi, l'atmosfera generale conclusiva si è rivelata di prudente attesa di una auspicata decisione collegiale a breve scadenza.

Occorre infatti considerare che al di fuori delle crude cifre della votazione sopra enunciate, queste si riferivano, dato il carattere mondiale del C.C.I.R., sia all'area europea, sia a quella extra-europea nelle seguenti proporzioni:

dei 22 suffragi dati al SECAM, 13 sono europei;

degli 11 suffragi dati al PAL, 10 sono europei;

dei 6 suffragi dati al NTSC, 2 sono europei.

Sono pertanto da considerare 9 suffragi extraeuropei al SECAM, fra i quali tutti i Paesi africani (8) presenti al convegno, oltre l'Argentina. Si sono astenuti dal prendere posizione Belgio, Turchia, Jugoslavia e Portogallo.

Occorre tenere ben presente questa situazione nel quadro delle future, prossime decisioni fervidamente auspicate alla chiusura del convegno.

Si è ritenuto infatti estremamente opportuno proseguire in sede privata, contatti e trattative fra i vari Paesi partecipanti alla riunione di Vienna, nell'in-

(il testo segue a pag. 188)

3. - CONSIDERAZIONI SUI MERITI RELATIVI AI TRE SISTEMI

Suddividiamo queste nostre considerazioni nei seguenti punti:

1) compatibilità; 2) qualità immagine; 3) distorsioni; 4) propagazione; 5) economia.

3.1. - Compatibilità

Uno dei requisiti più importanti per ogni sistema di televisione a colori è la compatibilità. Si consideri infatti che quando inizieranno le trasmissioni ben pochi nei primi anni possiederanno un ricevitore a colori, per cui la maggioranza del pubblico, volendo seguire le trasmissioni a colori, dovrà utilizzare il normale ricevitore in bianco e nero.

L'N.T.S.C. ben risponde ai requisiti di compatibilità (diretta ed inversa). A questo scopo la frequenza della sottoportante del segnale crominanza è stata opportunamente collocata sulla banda video superiore; la sua frequenza è ottenibile dalla relazione:

$f_s = (2n + 1) \cdot f_h/2$

dove

n = numero intero

f_s = frequenza sottoportante

f_h = frequenza di riga.

Se si pone $n = 284$, si ottiene per lo standard C.C.I.R.:

$f_s = 4{,}429 \ldots$ MHz.

La sua scelta si basa sul principio di Mertz e Gray secondo cui non esiste energia distribuita secondo armoniche dispari di un mezzo la frequenza di riga in un normale segnale video. Si è anche trovato che se un segnale è iniettato a questa frequenza (f_s) esso sarà a bassa visibilità nell'immagine riprodotta.

Altro accorgimento adottato nel sistema N.T.S.C. è la soppressione della sottoportante nel processo di trasmissione.

Per il sistema P.A.L. si può grosso modo ripetere quanto si è detto per il sistema N.T.S.C.

Alcuni ritengono però che il sistema P.A.L. sia un po' meno compatibile dell'N.T.S.C. Il sistema Secam è invero il meno compatibile dei tre, principalmente per il tipo di modulazione della sottoportante (M.F.) da esso adottata.

3.2. - Qualità immagine

Uno dei punti più importanti che guida la scelta di un sistema di televisione a colori è indubbiamente la qualità dell'immagine.

L'impressione che si ha di una immagine a colori è definitivamente migliore di quella di ogni immagine monocromatica di comparabile qualità.

La qualità dei colori riprodotti da una immagine TV non dipende soltanto dal sistema di trasmissione ma anche da altre cause, come per esempio: *a*) tipo di cinescopio usato; *b*) cammino di trasmissione; *c*) distorsioni del segnale; *d*) ogni tipo di rumore, ecc. Questi punti possono influenzare la qualità dell'immagine riprodotta in misura non trascurabile.

Sappiamo che nel mercato U.S.A. di recente sono stati introdotti ricevitori TV a colori che hanno dato ottimi risultati. Negli U.S.A. si possono ricevere immagini a colori, che hanno percorso « links » di migliaia di chilometri, con qualità eccellente. Recentemente abbiamo assistito a prove sperimentali di trasmissioni fatte dalla R.A.I. nei tre sistemi ed abbiamo ricavato l'impressione che la qualità delle immagini ricevute nei sistemi N.T.S.C., P.A.L., S.E.C.A.M. praticamente si equivalga.

Qualora le apparecchiature di studio e i links di trasmissione siano di soddisfacente qualità, le possibili differenze di qualità delle immagini nei tre sistemi in esame sono trascurabili (viste dalla normale distanza di visione).

Eventuali differenze, a nostro parere, sono da attribuirsi a differenze nelle caratteristiche dei ricevitori piuttosto che ai sistemi in se stessi.

3.3. - Distorsione

Esistono speciali tipi di interferenze e distorsioni a cui un sistema è più sensibile di un altro.

Si è constatato che l'N.T.S.C. è sensibile alle variazioni di fase della sottoportante di crominanza durante la trasmissione. I sistemi P.A.L. e S.E.C.A.M. non risentono di detto effetto.

Secondo gli esperti una rotazione di fase

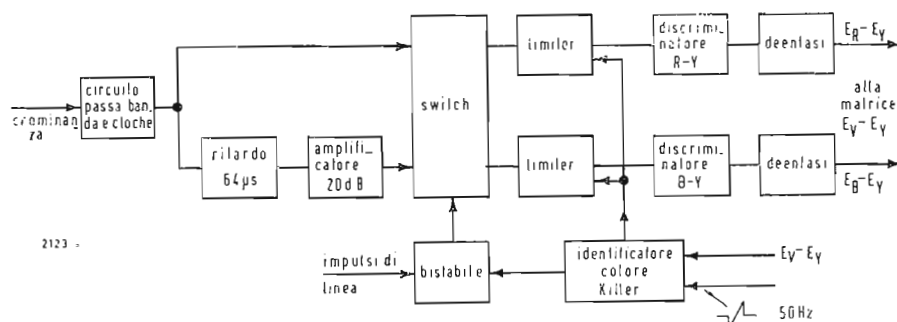



Fig. 3 – Schema a blocchi del decodificatore Secam.

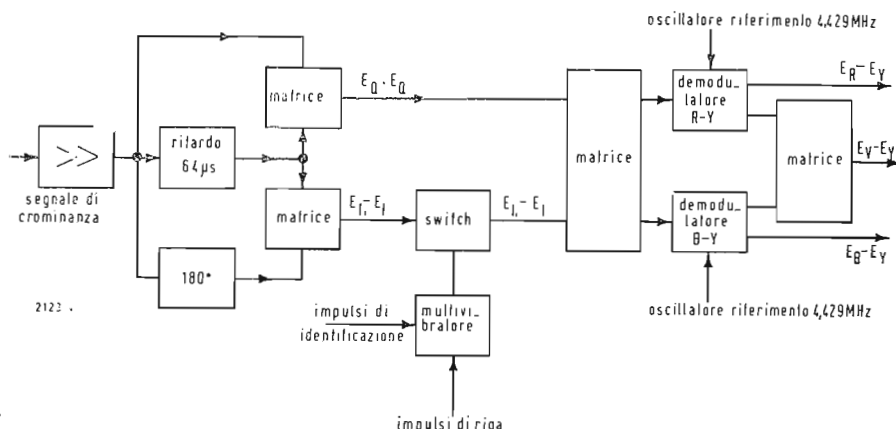



Fig. 4 - Schema a blocchi del decodificatore Pal.

della sottoportante di crominanza di 12° è quasi inaccettabile. Si deve tuttavia tener presente che le attuali apparecchiature di trasmissione sono in grado di trasmettere programmi TV a colori attraverso links di migliaia di chilometri con rotazioni di fase inferiori ai 2°.

Esamineremo qui di seguito alcuni particolari tipi di distorsioni.

a) *Fase differenziale.*

Dicesi « fase differenziale » il fenomeno per cui la fase della sottoportante colore varia con l'ampiezza dell'associato segnale di luminanza.

La fase differenziale ha l'effetto di alterare il colore allorchè il contrasto della immagine cambia.

Il sistema P.A.L. è praticamente esente da simile effetto.

Nel sistema S.E.C.A.M. la « fase differenziale » introduce effetti di secondo ordine nella riproduzione di transitori.

Un certo errore di « fase differenziale » si può introdurre durante la trasmissione di programmi registrati (detti errori sono causati da variazioni nella velocità del registratore) ed anche da trasmissioni via cavo.

Naturalmente l'uso di vecchie apparecchiature e di « links » molto lunghi può accentuare l'errore predetto.

Si sono recentemente introdotti nelle apparecchiature di trasmissioni degli speciali correttori di « fase differenziale » per cui l'errore può mantenersi entro due gradi anche in links di migliaia di chilometri, comprendenti 3.000 stazioni « relay ».

b) *Guadagno differenziale.*

Questo effetto causa variazioni nella saturazione al variare del segnale di luminanza nell'N.T.S.C. Negli altri due sistemi l'effetto stesso si manifesta in misura minore.

Per ovviare all'effetto introdotto dal « guadagno differenziale » sono stati introdotti degli speciali correttori di guadagno differenziale per cui anche con il sistema N.T.S.C. l'effetto risulta trascurabile.

3.4. - Propagazione

La decennale esperienza americana ha dimostrato che l'N.T.S.C. può essere impiegato per trasmettere programmi a colori praticamente nello stesso modo come per i programmi in bianco e nero.

In Europa prove condotte sui tre sistemi hanno dimostrato che solo in condizioni estreme (ricezione con cammini multipli del segnale), l'N.T.S.C. presenta qualche svantaggio rispetto agli altri due sistemi.

Nelle predette condizioni si può tuttavia osservare che anche una normale visione in « bianco e nero » sarebbe poco accettabile dal punto di vista qualità.

Per quanto riguarda il « noise » rilevabile su immagini ricevute secondo i tre sistemi i pareri sono contradditori.

Noi non abbiamo potuto rilevare differenze imputabili ai sistemi.

3.5. - Economia

Trascuriamo il costo dei trasmettitori e degli « studi » e ci limitiamo a considerare il costo del ricevitore domestico.

Il costo della linea di ritardo determina essenzialmente la differenza fra i tre sistemi.

Attualmente per il P.A.L. viene impiegata una linea di ritardo della Corning Glass il cui costo si aggira sui 50 dollari.

Si spera che in futuro, grazie a una produzione di grande serie, possa scendere sui 5 dollari; ci sembra comunque una previsione piuttosto ottimistica.

Per il S.E.C.A.M. si può impiegare una linea di ritardo con caratteristiche di stabilità meno severe.

Si impiega pertanto una speciale linea di ritardo in acciaio prodotta dalla C.S.F. il cui costo attuale è circa la metà di quello della Corning.

Anche per questo particolare tipo di linea di ritardo si fanno previsioni di precalcolo intorno ai 15 franchi.

Tenendo valide le previsioni suddette (5 dollari costo linea P.A.L., 15 franchi per linea S.E.C.A.M.) e ponendo il costo di un ricevitore N.T.S.C. = 100, per gli altri sistemi si hanno i seguenti aumenti percentuali:

P.A.L. semplice	S.E.C.A.M.
1,35%	2,3%

P.A.L. de Luxe
3,6%

Teniamo a precisare che dette cifre sono dedotte da alcuni esperti italiani: non tutti concordano sui modi in cui si sono ottenute.

Gli esperti tedeschi forniscono i seguenti aumenti percentuali:

S.E.C.A.M.	P.A.L. de luxe
3%	5%

Non si può dire tuttavia che un ricevitore N.T.S.C. realizzi, dato che il costo attuale di un ricevitore a colori si aggira intorno a 2-3 volte quello di un ricevitore in bianco e nero, un grande risparmio.

Parlando in termini economici si dovrebbe tuttavia moltiplicare detto risparmio per milioni di ricevitori.

Sarebbe allora più conveniente accollare alle apparecchiature di trasmissione un maggior dispendio per far sì che esse rispondano sempre a strette tolleranze.

Si consideri poi il fatto che l'attuale incidenza della linea di ritardo nel costo del ricevitore TV è alquanto modesta dato che attualmente il cinescopio colore costituisce un componente costosissimo (6 volte quello di un normale tubo R.C. bianco e nero).

Se però, come è augurabile avvenga, si abbandonerà l'attuale tubo a maschera per un tubo colori più economico oltre che con rendimento più elevato, l'incidenza della linea di ritardo si farà sentire in misura assai maggiore.

Il prezzo del ricevitore TV, è appena il caso di ricordarlo, sarà determinante per il successo o l'insuccesso della televisione a colori. (*A*)

prof. dott. F. W. Horn

Una mano artificiale a controllo mioelettrico

Nel presente lavoro si illustra una nuova applicazione della elettronica: il controllo degli arti artificiali. Si presenta la tecnica del controllo mioelettrico e si descrive un modello sperimentale di mano artificiale controllata dai segnali elettrici raccolti dal muscolo del paziente. Si riporta inoltre una bibliografia relativa a questa nuova e sorprendente tecnica che promette di avere in futuro molte e notevoli applicazioni pratiche.

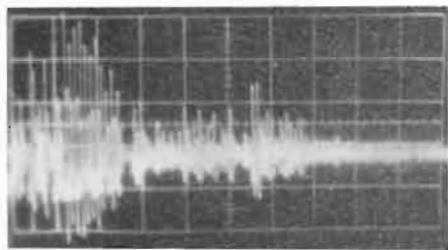



Fig. 1 – Registrazione oscillografica di un segnale mioelettrico tipico in corrispondenza ad uno sforzo di contrazione intenso, medio e nullo. La registrazione si riferisce ad un segnale amplificato e filtrato (banda passante: 100-1000 Hz).

1. - PREMESSA

Da un punto di vista tecnico, la mano artificiale è un dispostivo meccanico atto a terminare un moncone d'amputazione e a compiere, a comando, talune semplici operazioni prensili.

Nella protesi tradizionale i movimenti sono ottenuti mediante dei collegamenti meccanici con le leve muscolari residue del paziente. Sfortunatamente, però, il numero di leve muscolari residue disponibili e adatte è assai ristretto e diminuisce all'aumentare del grado di minorazione.

Nelle protesi motorizzate, o a servomeccanismo (1), i movimenti sono ottenuti con motorini elettrici o pneumatici controllati dal paziente mediante adatti trasduttori. L'utilità pratica delle servoprotesi correnti è però limitata dalla scarsità di adatti siti di applicazione dei trasduttori (2); per ottenere funzioni multiple indipendenti, si ricorre in genere a comandi in sequenza (3). L'arto artificiale, per essere effettivamente utile, dovrebbe invece consentire all'amputato di eseguire, in modo coordinato, movimenti ed operazioni multiple tra loro indipendenti e contemporanee.

Il controllo mioelettrico degli arti artificiali (4) offre sostanziali vantaggi rispetto a quello meccanico o a trasduttori. Lo sforzo muscolare genera i segnali mioelettrici EMG (Electro MyoGraphic) *senza che perciò sia richiesto l'esercizio di una vera forza fisica; è richiesta solo concentrazione mentale.* Per azionare l'apparecchio più sotto descritto, il paziente deve solo *pensare* di chiudere la mano mancante e il segnale mioelettrico provoca l'intervento del servomeccanismo. Inoltre, muovendo il moncone rispetto all'allacciatura della protesi, il paziente può modificare ed affinare il movimento automatico.

I potenziali mioelettrici possono venir captati alla superficie del corpo mediante dei semplici elettrodi metallici piani, pressati contro la cute in corrispondenza ad un muscolo attivo. Il segnale EMG è una portante a frequenza distribuita, modulata in ampiezza in modo approssimativamente proporzionale all'attività integrale del muscolo. In fig. 1 è riportata la registrazione oscillografica di un EMG tipico, in corrispondenza ad uno sforzo muscolare intenso, medio e nullo (rilassamento).

2. - IL CONTROLLO MIOELETTRICO

L'impiego di segnali mioelettrici a scopo di controllo prospettico è stato preso in considerazione in Germania e negli U.S.A. già nell'immediato dopoguerra. Solo nel 1959 Nightingale e Whillis (5) dimostrarono praticamente la fattibilità di un simile controllo. Allora la mancanza di componenti miniaturizzati impedì però la realizzazione di una vera e propria protesi.

Recentemente i sovietici (6) hanno messo a punto un dispositivo prostettico a controllo mioelettrico capace di assicurare una certa proporzionalità tra contrazione muscolare e forza di prensione della protesi.

La mano artificiale descritta nel presente articolo è il primo tentativo sperimentale di realizzare un'unità completa, sia dal punto di vista meccanico sia da quello elettronico, adatta ad essere applicata ad un paziente amputato d'avambraccio. Ovviamente molti

sono i perfezionamenti che si possono ancora apportare all'apparecchio, soprattutto nella sua parte meccanica. Si tratta di un campo di applicazione pressappoco vergine e molte sono le prospettive di sviluppo (7), (17).
D'altro canto il controllo mioelettrico è applicabile anche in altri campi della tecnica: esso rappresenta infatti un mezzo per accoppiare la macchina all'uomo e l'uomo alla macchina (8). Le fibre muscolari, contraendosi, generano un segnale elettrico e, al segnale elettrico esterno, reagiscono con una contrazione; la loro attività elettrica rappresenta pertanto un mezzo attraverso il quale è possibile un mutuo scambio di informazione tra l'essere vivente e lo ambiente che lo circonda.

2.1. - Il segnale rivelato

L'attività elettrica totale istantanea è distribuita in modo statistico entro tutta la massa muscolare; gli elettrodi superficiali ne raccolgono solo una campionatura. Per questo motivo il segnale rivelato è solo approssimativamente proporzionale allo sforzo di contrazione del muscolo e, anche a contrazione muscolare costante, la sua ampiezza fluttua intorno ad un valore medio. Tra lo EMG di un muscolo e quello del suo antagonista si manifesta inoltre una specie di diafonia, la cui entità varia da paziente a paziente, da muscolo a muscolo e dipende dal posizionamento degli elettrodi cutanei; la intermodulazione è in genere $10 \div 15$ dB sotto il segnale genuino.

I segnali mioelettrici sono sempre presenti nei monconi d'amputazione anche quando l'intervento demolitore è di vecchia data. I muscoli paralizzati dalla polio e da altre malattie invalidanti sono sede di segnali EMG anche se talmente indeboliti da non poter più contrastare la forza di gravità. Anzi, l'ampiezza dello EMG è spesso maggiore nei muscoli poliomielitici che in quelli normali: il controllo mioelettrico è pertanto applicabile anche ai tutori di sostegno (9).

2.2. - Caratteristiche del segnale

I segnali EMG, raccolti alla superficie del corpo, sono impulsi elettrici complessi aventi ampiezza compresa tra 10 e 1000 μV e durata compresa tra 1 e 10 millisecondi. L'impulso elettrico, avente origine nella singola fibra muscolare (10), ha una larghezza di circa 1 millisecondo; a causa della distribuzione statistica dei singoli impulsi, nello spazio e nel tempo, nello EMG complessivo sono presenti anche componenti a bassa frequenza.
Nella rivelazione di segnali EMG si manifestano spesso interferenze (11) dovute a campi elettromagnetici dispersi, a induzioni da linee elettriche, a instabilità del contatto elettrodo/cute, al noise fisiologico (qualche μV), a contrazioni involontarie, ecc. L'amplificatore mioelettrico deve presentare un'impedenza di ingresso maggiore di 100 kΩ e possibilmente adattata alla resistenza di contatto che varia tra 50 e 100 kΩ in condizioni normali, e tra 5 e 10 kΩ se la cute è preparata (pulizia, rasatura dei peli, uso di paste conduttrici, ecc.) (17).

Per migliorare il rapporto segnale/disturbo, conviene limitare la banda passante. Esperienze preliminari hanno dimostrato che, oltre a 1 kHz, i segnali mioelettrici significativi sono trascurabili rispetto al noise; invece una limitazione della banda verso il basso a 100 Hz comporta una perdita di informazioni che però bisogna accettare in

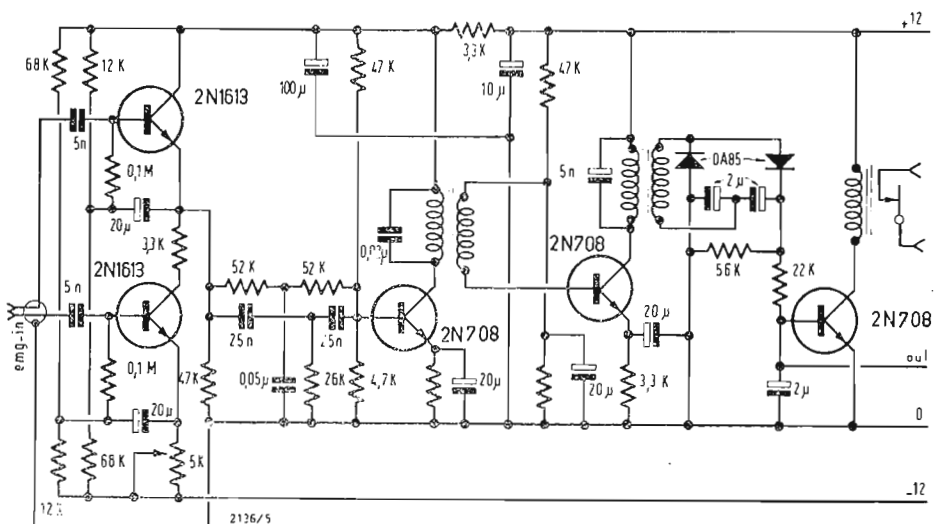



Fig. 2 – Amplificatore mioelettrico - schema elettrico.

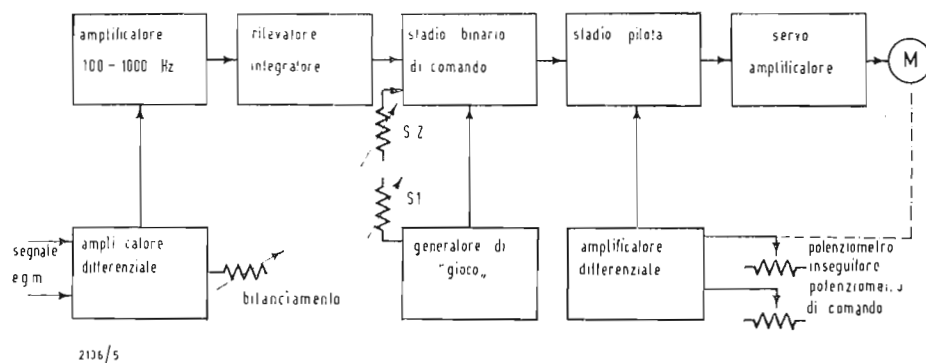



Fig. 3 Schema a blocchi del sistema di controllo della protesi mioelettrica.

Errata corrige del n. 3/1965 de l'antenna.

Pagina 100: la figura rappresenta il nuovo circuito cromatico del televisore Secam.

Pag. 110 fig. 4 = fig. 2
pag. 111 fig. 6 = fig. 4
pag. 111 fig. 1 = fig. 3
pag. 113 fig. 3 = fig. 7

presenza di forti disturbi alla frequenza di rete. Il contenuto armonico più significativo ai fini del controllo prostetico di un arto artificiale cade tra 100 e 1000 Hz (17).

3. - CONSIDERAZIONI DI PROGETTO

L'effetto dei segnali spuri può venir ridotto equipaggiando l'amplificatore EMG con uno stadio di ingresso differenziale. Il segnale spurio si presenta in fase sugli elettrodi e, se lo stadio è perfettamente simmetrico, nessun segnale si manifesta alla sua uscita; il segnale EMG, invece, è captato in opposizione e viene pertanto trasmesso agli stadi successivi. Gli amplificatori a transistor sono meno vulnerabili ai segnali spuri di quelli a valvole perchè, essendo alimentati da batterie, sono isolati dalla massa. L'impiego dei transistor è reso però problematico dalla necessità di ottenere una bassa figura di rumore con un'elevata impedenza di ingresso (12).

Anche a valle del procedimento di filtraggio e di amplificazione, lo EMG è un segnale assai irregolare e confuso (vedi fig. 1) che, per essere utilizzato, richiede di venir ulteriormente trasformato. La discriminazione in ampiezza del segnale può venir migliorata con un'integrazione iterativa (costante di integrazione totale: 100 m/s) che sommi i segnali istantanei entro un intervallo di tempo definito. L'integrazione introduce però un ritardo che peggiora le caratteristiche di tracking del servosistema. Buoni risultati si ottengono anche con uno spianamento RC del segnale rivelato; con questo procedimento si ottiene facilmente una componente c.c. scevra da transitori, particolarmente adatta a pilotare il servomeccanismo elettromeccanico dell'arto artificiale; lo spianamento comporta però un'attenuazione del segnale e peggiora la discriminazione tra i vari livelli di attività muscolare (13).

La fluttuazione dello EMG filtrato e rivelato causa vari inconvenienti. Se la costante di tempo è lunga, la risposta del sistema diviene lenta e incerta; se è piccola, l'attuatore segue le fluttuazioni e si mette a vibrare. Per ovviare a queste difficoltà bisogna introdurre un gioco (backlash) tra segnale di comando e attuatore servomeccanico.

3.1. - L'amplificatore mioelettrico

In fig. 2 è riportato lo schema di un amplificatore adatto allo scopo. I transistor $Q_{1\,2}$ costituiscono lo stadio differenziale d'ingresso. La controreazione applicata tra emitter e base aumenta l'impedenza di ingresso e la porta a circa 1 MΩ tra gli elettrodi. Equipaggiato con transistor selezionati a coppie, l'amplificatore fornisce una reiezione del modo comune di almeno 5000. Allo stadio differenziale segue un amplificatore a due stadi ($Q_{3\,4}$); la risonanza sfalsata dei trasformatori di accoppiamento [18] assicura la richiesta limitazione della banda passante tra 100 e 1000 Hz. L'attenuazione a 50 Hz è di almeno 45 dB ed il responso cade da 18 dB a 2000 Hz. Per ridurre ulteriormente l'ampiezza di un'eventuale seconda armonica della frequenza di rete (avente origine nello stadio differenziale), è prevista l'inserzione opzionale di un filtro a doppio T.

Una volta amplificato, il segnale EMG viene integrato dallo stadio rivelatore; al raggiungimento di un livello prefissato, si eccita il relè d'uscita. L'apparecchio fornisce un'uscita proporzionale al morsetto P_1 ed una binaria, correlata allo stato di contrazione del muscolo, ai morsetti $P_{2\,3}$. In pratica, è più utile l'uscita binaria perchè lo EMG, che rappresenta solo una campionatura dell'attività elettrica integrale del muscolo, ha una natura intrinsecamente binaria, più che analogica. Per realizzare un servocontrollo mioelettrico essenzialmente proporzionale, bisogna ricorrere ad una elettronica molto più sofisticata, basata sull'impiego di elementi logici e sull'analisi comparata di più EMG captati dai fasci muscolari diversi.

3.2. - Modello sperimentale di protesi mioelettrica

Il controllo mioelettrico è stato sperimentato su una protesi di mano di tipo convenzionale (fig. 5); nessuna modifica è stata apportata alla sua concezione meccanica, consistente in un pollice ed un gruppo indice + medio, tra loro opponibili, e in un anulare + mignolo passivi. Il movimento è stato fornito al gruppo pollice (indice + medio) da un motorino a magnete permanente, mediante una riduzione ad ingranaggi ed un sistema di leve. Motore e ingranaggi sono stati montati in prossimità del polso. Gli elettrodi cutanei sono sistemati su un cinturino da applicare al moncone; in alternativa, possono venir fissati con del nastro adesivo alla pelle, in corrispondenza al muscolo (es. flessore delle dita).

Il funzionamento elettrico della protesi è illustrato dallo schema a blocchi di fig. 3. Il circuito d'uscita, per l'eccitazione del motorino, è progettato in modo da limitare al massimo il consumo in condizioni di riposo. Il paziente può controllare la forza di prensione esercitata dalla protesi, comprimendo più o meno col moncone R_c, che è un trasduttore resistivo pressosensibile. Maggiori dettagli tecnici sono desumibili dallo schema elettrico di fig. 4.

Quale ulteriore perfezionamento, nel sistema di controllo è stato inserito un circuito di regolazione mediante il quale, in assenza di segnale mioelettrico, il paziente può posizionare volontariamente le dita della protesi. La loro posizione è determinata da un potenziometro che viene controllato dalla rotazione assiale del moncone rispetto alla allacciatura dell'apparecchio. L'azione servomeccanica di posizione è determinata dalla mutua posizione del potenziometro di comando e da quello inseguitore (follow-up).

Servomeccanismo di posizione e controllo mioelettrico non sono contemporaneamente attivi. Quando il paziente contrae il muscolo per chiudere la mano artificiale, il controllo mioelettrico assume il controllo del sistema ed inibisce il servo di posizione. Quando il paziente rilassa il muscolo per aprire la mano, il servo di posizione riassume il controllo della situazione e gli consente di riposizionare a volontà le dita.

Per migliorare le prestazioni dell'apparecchio, nel sistema controllo è stato introdotto un « gioco ». Per provocare la chiusura della protesi, il paziente deve esercitare uno sforzo (mentale) considerevole, mentre per mantenere la presa è sufficiente uno sforzo molto minore.

Il binario di controllo (Q_6, Q_7) viene triggerato attraverso un diodo e resettato dal transistor Q_8 la cui soglia di conduzione dipende dalla posizione del cursore di R_1. L'ampiezza dello EMG amplificato deve pertanto superare la soglia S_2 affinchè il binario di controllo scatti e provochi la chiusura della mano. Una volta triggerato, il binario non può più riscattare indietro, anche se l'ampiezza del segnale scende al di sotto del livello S_2, purchè rimanga al di sopra di S_1. Q_8 inizia infatti a condurre solo se l'ampiezza del segnale scende al di sotto di S_1; Q_8 resetta il binario di controllo e fa sì che la mano si apra. Lo sforzo necessario per chiudere la mano artificiale e per tenerla chiusa dipende dalla regolazione di R_2 ed R_1.

La corrente di eccitazione del motorino N è fornita da una coppia di transistor complementari Q_{15}, Q_{16} che sono pilotati da Q_{13}, Q_{14}. Questo stadio riceve il segnale dall'amplificatore differenziale equipaggiato dai transistor Q_{11}, Q_{12}. Q_I, Q_{10} sono polarizzati in modo tale che, a bilanciamento, le basi di Q_{11}, Q_{12} si trovano a tensione zero. I transistor Q_9, Q_{10} ricevono segnale, rispettivamente, dal potenziometro di posizionamento e da quello inseguitore calettato sul meccanismo del motorino. Quando il binario di controllo viene triggerato da uno EMG di ampiezza maggiore di S_2, la polarizzazione di Q_{11} viene alterata in modo tale che Q_{15} va in saturazione e fa girare il motorino. Rilassando il muscolo, il segnale EMG scompare, il binario di controllo si resetta ed il sistema ritorna sotto il controllo del servo di posizione.

Il consumo di corrente è trascurabile, a riposo; esso aumenta però a 1,2 A in corrispondenza della presa massima. L'alimentazione è ottenuta mediante celle alcaline a zinco-argento; queste sono caratterizzate da un rapporto capacità peso più favorevole di quello delle batterie tradizionali. Inoltre queste celle si lasciano ricaricare facilmente e in poche ore anche quando sono quasi completamente esaurite.

3.3. - Risultati conseguiti

La servoprotesi a controllo mioelettrico è certamente superiore a quella tra-

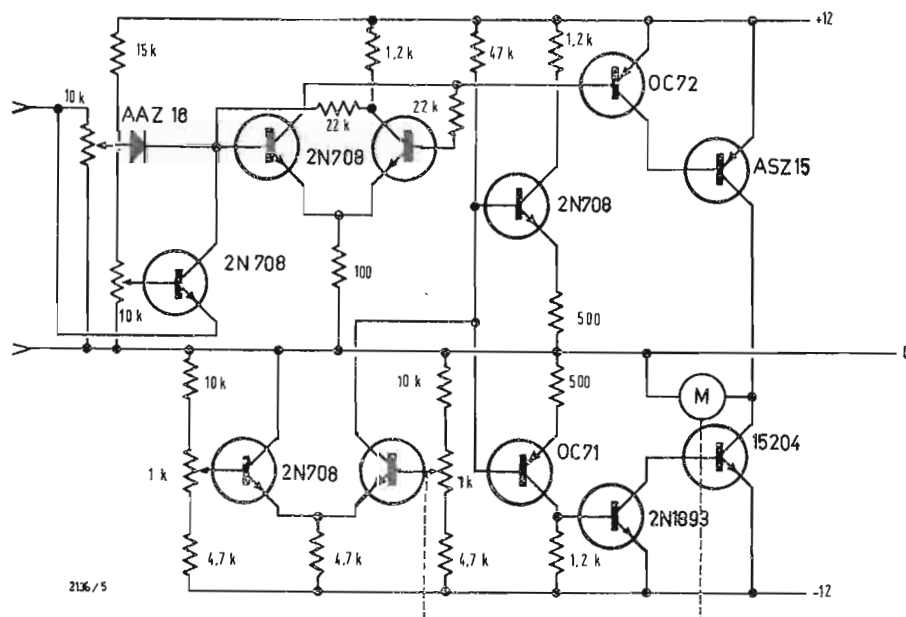



Fig. 4 — Sistema di controllo circuito elettrico.

dizionale e presenta notevoli vantaggi anche su quella, più perfezionata, a servomeccanismo controllato da trasduttori (2, 3). Nei precedenti paragrafi si è parlato, ripetutamente, di sforzo muscolare dal quale il segnale EMG trae origine. Si ritiene di dover precisare che con questa definizione non si vuol intendere uno sforzo muscolare vero e proprio, il che implicherebbe l'esercizio di una forza nel senso fisico, ma piuttosto di *concentrazione mentale*. Infatti, per controllare la sua protesi mioelettrica, il minorato ha solo da *esprimere mentalmente il desiderio di muovere l'arto fantasma*.
Sotto questo punto di vista, la servoprotesi mioelettrica è di gran lunga superiore alle protesi tradizionali. È ben noto, infatti, che ognuno di noi porta con sè, nella sfera dell'incoscio, l'immagine del proprio corpo (14). La perdita di una sua parte, la perdita di una mano o di un braccio, comporta un'alterazione di tale immagine e quindi della stessa psiche del paziente. Un arto artificiale, per venir psicologicamente accettato, deve soddisfare l'immagine originale od esserne quanto più possibile simile (15): e ciò può ottenersi solo se la protesi risponde a requisiti funzionali ed insieme estetici. La servoprotesi mioelettrica soddisfa a questi requisiti in quanto il suo funzionamento è assai simile a quello dell'arto che intende sostituire: infatti essa è controllata dagli stessi sforzi volontari che comandano gli arti naturali.

4. - CONCLUSIONE

Il dispositivo fin qui descritto non rappresenta certo l'unica possibile applicazione dell'elettronica alla prospettiva ortopedica. Di fatto l'Autore ha sperimentato anche altri dispositivi che consentono di far eseguire ad un arto artificiale diversi movimenti, del gomito, del polso e delle dita e ad una mano di reagire alle caratteristiche geometriche dell'oggetto afferrato, autoregolando la forza di presa (16).
La difficoltà tecnica della realizzazione non risiede tanto nell'elettronica, dato che microminiaturizzazione e circuiti integrati consentono di comprimere in uno spazio assai ristretto circuiti altamente sofisticati, quanto piuttosto nella meccanica della protesi, includendo in questa i problemi relativi alla potenza degli organi motori e alla capacità di immagazzinamento dell'accumulatore d'energia.
Per concludere, il presente lavoro addita agli specialisti di elettronica un nuovo campo di applicazioni. L'elettronica, per sua natura, è una scienza costruttiva e, come tale, deve estendere i suoi benefici ai minorati di tutti i paesi del mondo.

a)

b)

Fig. 5 – *a*) Modello sperimentale di servoprotesi mioelettrica; gli elettrodi rilevatori sono montati sul nastro adesivo visibile in basso.
b) Modello sperimentale di servoprotesi mioelettrica; in primo piano è visibile l'amplificatore con i potenziometri di regolazione; l'amplificatore mioelettrico è montato sullo strip visibile in alto, sotto gli elettrodi.

5. - RICONOSCIMENTO

Per la collaborazione e l'appoggio prestatogli l'Autore ringrazia il comm. Aldo Variolo, titolare dell'Istituto Ortopedico Variolo e presidente dell'Associazione Nazionale Produttori Presidi Ortopedici.

6. - BIBLIOGRAFIA

[1] G. Horn, *Elettronica e automazione negli apparecchi di ortopedica*, in Scienza e Tecnica Ortopedica in Italia e all'Estero Nr. 80/1963
[2] Groth, Lyman, Weltman, *Practical Transducer Problems in Electro-Mechanical Control of Arm Prostheses*, University of California, Rpt. Aug. 1962
[3] Klopsteg, Wilson, *Human Limbs and their Substitutes*, McGraw-Hill Ed., Chap. *The Electrical Arm*
[4] G. Horn, *Muscle Potentials Control Artificial Arms Movements*, in Scienza e Tecnica Ortopedica in Italia e all'Estero Nr. 84/1963
[5] Nightingale, Bottomly, *Myoelectric Control of the Operation of Prostheses*, in J. Bone Joint Surg. 37B 506-510
[6] Kobrinsky, Voskabrinikova, Bolkoivin, Joffe, Polyan, Sysin, Slavitskij, Jakobson, *Problems of Automatic Control*, in Proc. of the Automatic Control Conference, Moscow 1960, 1119-1122, Butterworth Pub., London
[7] G. Horn, *Elettronica e automazione negli apparecchi di protesi ortopedica*, in Scienza e Tecnica Ortopedica in Italia e all'Estero, Nr. 81/1963
[8] G. Horn, *Servomeccanismi controllati tramite segnali mioelettrici*, in Automazione e Automatismi Nr. 4/1963
[9] Scott, Thompson *Orthotic Systems Research Progress Report*, University of New Brunswick, Rpt. 63. 5, Aug. 1963
[10] G. Horn, *I Potenziali bioelettrici e la loro rivelazione*, in Tecnica Italiana Nr. 11/1963
[11] G. Horn, *Interference in EMG-detection Systems*, in Newsletter, Technical Group on Electromagnetic Compatibility Nr. 31/1963
[12] G. Horn, *Muscle Voltage Moves Artificial Hand*, in Electronics, 11, Oct. 1963
[13] Hayes, *Wave analysis of Tissue Noise and Muscle action Potentials*, in J. Appl. Physiol, 15, 749-752, 1960
[14] G. Horn, *Rivestimenti realistici*, in Scienza e Tecnica Ortopedica in Italia e all'Estero Nr. 86/1964
[15] G. Horn, *Estetica e funzionalità degli apparecchio di protesi*, in Tempi Nuovi Nr. 1,2/1964
[16] G. Horn, *L'automazione della funzione prensile*, in Automazione e Automatismi Nr. 2/1963
[17] G. W. Horn, *L'elaborazione elettronica dell'informazione mioelettrica*, Convegno Nazionale IBM sugli Elaboratori Elettronici in Medicina e Biologia, Siena, sett. 1964.
[18] W. Horn, *Amplificatori a circuiti risonanti singoli sfalsati*, in «l'Antenna» Nr. 3/1956.

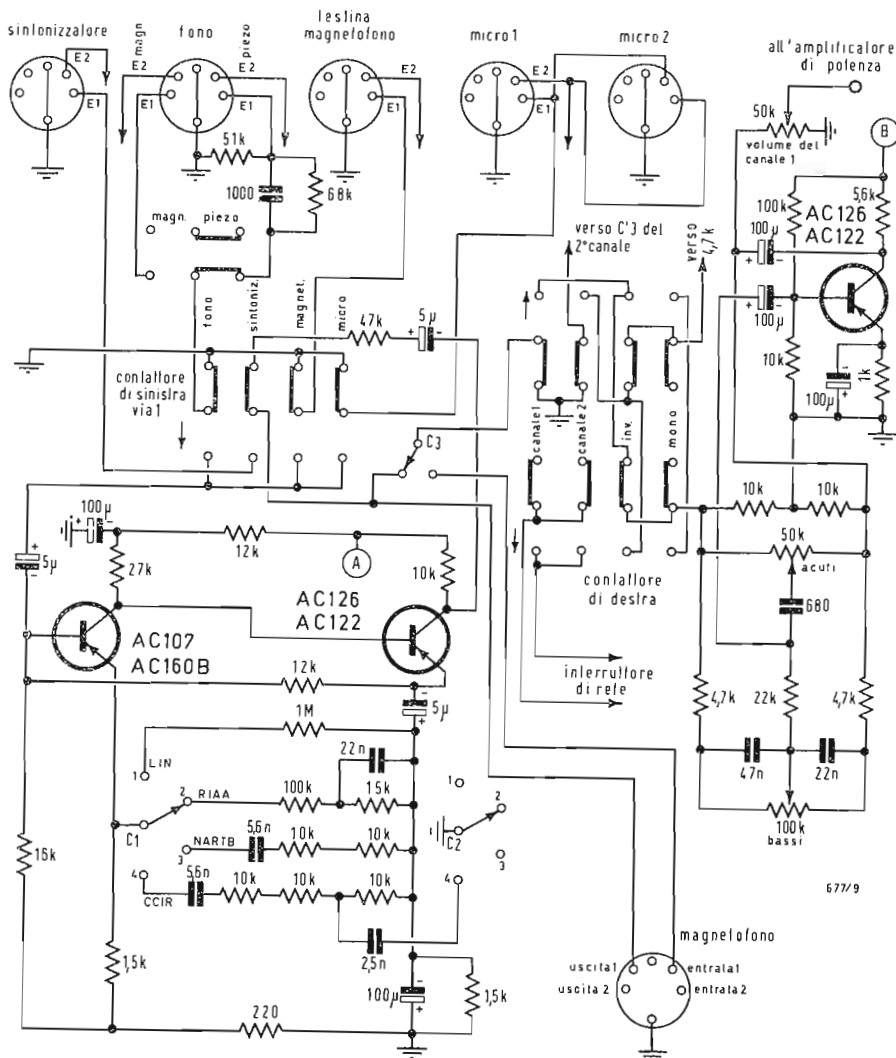
A.

dott. ing. Antonio Contoni

L'amplificatore stereo transistorizzato France 88 - 2 x 8 W*

La gamma di transistori attualmente disponibili (1964) consente la realizzazione di amplificatori di alta fedeltà di notevole potenza musicale e che presentano alcuni vantaggi rispetto agli amplificatori a tubi elettronici. L'amplificatore a transistori è più compatto a parità di potenza e numero di possibilità di prestazione. Non riscalda praticamente per nulla, eliminando tutti i problemi di ventilazione. La soppressione del trasformatore di uscita evita le distorsioni relative a questo elemento; le punte di modulazione vengono sopportate senza saturazione degli stadi di uscita. Lo smorzamento degli altoparlanti collegati all'uscita è più grande che con un amplificatore a tubi elettronici, il che regolarizza la curva di risposta.

L'amplificatore « France 88 » costituisce un esempio di utilizzazione razionale dei nuovi transistori. Sebbene fornisca una potenza modulata di 2 × 8 W, le dimensioni del suo mobile sono piccole: 360 × 230 × 80 mm. È alimentato da una rete alternata da 110 a 245 V, mediante trasformatore.

Fig. 1 - Schema del preamplificatore di uno dei due canali.

(*) Tradotto da *Le Haut-Parleur* n. 1083, 15 gennaio 1965, pag. 46.

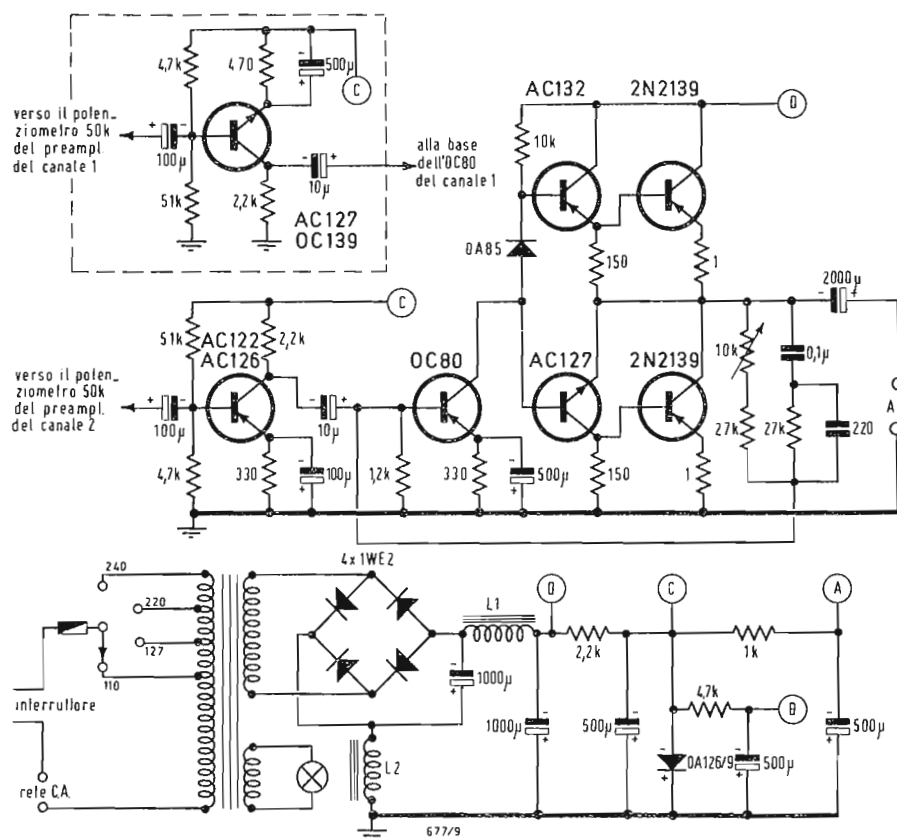



Fig. 2 - Schema dell'amplificatore di potenza del 2° canale. All'interno del rettangolo tratteggiato è rappresentato lo schema del transistore n-p-n che sostituisce sul 1° canale il primo transistore preamplificatore p-n-p.

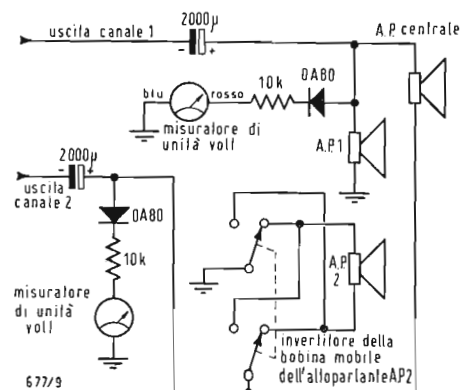



Fig. 3 - Schema dell'inversore della bobina mobile dell'altoparlante AP2; collegamento dell'altoparlante centrale e dei due indicatori.

Il pannello anteriore, in metallo anodizzato, misura 360 × 80 mm. Ad onta della sua piccola superfice, esso comprende tutti i comandi dei due amplificatori realizzati mediante potenziometri, commutatori rotativi e commutatori a tasti. I comandi sono armoniosamente disposti in due ordini orizzontali. La fila in alto comporta tutte le regolazioni per mezzo di manopole a rotazione. La fila in basso comporta solo tasti di commutazione e, al centro, due Vm ad indice e a quadrante luminoso. I comandi, da sinistra a destra (fila in alto), sono:

— il controllo dei bassi e quello degli acuti per il canale n. 1; la commutazione di equalizzazione per le entrate a basso livello; con essa, a secondo di una delle quattro posizioni selezionate, si ottiene la risposta lineare, la curva RIAA, quella NAB, o quella CCIR. Questa commutazione, a commutatore rotativo a quattro posizioni, agisce contemporaneamente sui due canali;

— al centro di questo ordine di bottoni si trova un doppio potenziometro i cui due bottoni sono coassiali. Uno agisce sul volume sonoro del canale 1 e l'altro su quello del canale 2. Questo dispositivo consente una maggior flessibilità di impiego, rispetto al sistema del potenziometro doppio accoppiato e completato da un regolatore di bilanciamento;

— il commutatore, che permette sia l'ascolto diretto e normale della sorgente di modulazione, sia l'ascolto in monitore con l'intermediario di un magnetofono a tre teste o di un adattatore;

— alla destra di questa fila di comandi (sempre parlando di quella in alto) si trova una disposizione simmetrica alla prima per la regolazione dei bassi e degli acuti del canale 2.

I tasti disposti a sinistra e a destra (fila in basso), sono:

— quattro tasti di commutazione di entrata (selettore di programma), dei quali il primo è quello corrispondente al fonorivelatore. Esso commuta simultaneamente le due vie stereofoniche di un fonorivelatore magnetico o piezoelettrico. Nella descrizione della parte posteriore dell'apparecchio si vedrà come si possa adattare l'uno o l'altro dei fonorivelatori;

— il secondo tasto corrisponde ad un sintonizzatore monofico o stereofonico;

— il terzo tasto è corrispondente al funzionamento dell'amplificatore in unione con la testina di riproduzione di un magnetofono, monofonico o stereofonico;

— il quarto tasto infine, di questo primo gruppo di quattro tasti, corrisponde al microfono monofonico o al microfono stereofonico;

— al centro della fila in basso si trovano i due volmetri, che consentono di controllare l'equilibrio dei due canali in stereofonia. La loro precisione è sufficiente per poter riconoscere l'ordine di grandezza della potenza, che si ricava da ciascun canale separatamente, il che è di grande utilità pratica se gli altoparlanti sono posti lontano dall'amplificatore. Inoltre, a motivo della loro illuminazione, i quadranti di questi volmetri (o visiometri) indicano se l'amplificatore è acceso. Fra i due indicatori di volume, una spia rossa conferma che l'apparecchio è alimentato;

— il gruppo di quattro tasti a destra di questa fila di comandi serve ai « modi di funzionamento » dell'amplificatore. Il tasto n. 1 mette l'apparecchio sotto tensione e corrisponde al funzionamento dell'amplificatore del canale 1, solo. Il tasto n. 2 assolve la stessa funzione per il canale 2, assicurando così anche la messa in tensione dell'amplificatore. Il tasto n. 3 inverte, in stereofonia, i due canali, uno rispetto all'altro. Infine il tasto n. 4 mette i due amplificatori in parallelo in vista del funzionamento monofonico « France 88 » con entrata di un programma monofonico in uno dei due canali.

Posteriormente all'amplificatore « France 88 » sono disposte tutte le entrate per i due canali, e pure una presa di collegamento per un magnetofono, o meglio per un adattatore, funzionante in stereo. Tutte queste prese a cinque piedini sono conformi alle norme DIN.

Le entrate sono le seguenti:

— entrata fonorivelatore magnetico, sensibilità 5 mV su 0,1 MΩ; ma questo ingresso è pure adatto ad un rivelatore piezoelettrico, grazie ad un piccolo commutatore ausiliario, che, secondo la sua posizione, inserisce una rete di resistenza ed una capacità di esaltazione degli acuti. In questo la sensibilità di questa entrata stereofonica è riportata a 300 mV, su 47 kΩ;

— entrata per la testina di riproduzione monofonica o stereofonica di magnetofono. La sua sensibilità è di 5 mV su 0,1 MΩ;

— entrata per microfoni separati o per doppio microfono stereo. La sua sensibilità è altissima, essendo di 0,5 mV; la sua impedenza di 100 kΩ permette l'uso di tutti i tipi di microfoni ad alta, o a bassa impedenza;

— entrata ad alto livello per sintonizzatore, 1 V su 0,1 MΩ. Secondo l'ingresso utilizzato, si usa l'equalizzazione richiesta, mediante il commutatore a ciò predisposto. La posizione « lineare » conviene all'uso del microfono.

Il pannello posteriore del contenitore comprende anche la presa di alimentazione dalla rete, un'altra presa rete per l'alimentazione del giradischi, il cambiatensione, tre prese a innesto per gli altoparlanti, un commutatore invertitore di fase degli altoparlanti. Le bobine mobili degli altoparlanti hanno l'impedenza compresa fra 2,5 e 15 Ω; la massima potenza si ottiene con altoparlanti di 2,5 Ω.

La terza presa a jack di altoparlante corrisponde al terzo canale, costituito dalla somma dei due canali stereofonici, e permette l'utilizzazione dei due canali in monofonia. Questa terza via è ottenuta con uno sfasamento di 180° delle correnti di modulazione, da una via all'altra, le due uscite vengono rimesse in fase per gli altoparlanti.

Le caratteristiche in cifre del « France 88 » presenti in ciascun canale separatamente sono le seguenti:

— potenza di uscita in watt efficaci 8 W;

— sensibilità massima all'entrata (micro/lineare) 0,5 mV;

— banda di frequenze dell'amplificatore solo, astrazion fatta dalla preamplificazione e dalle correzioni ed equalizzazioni:

— a 2 W, da 10 Hz a 50 kHz, entro ± 1 dB; a 6 W, da 20 Hz a 20 kHz, entro ± 3 dB.

— distorsione armonica a 1 kHz, 0,5% a 2 W; 1% a 6 W;

— azione dei regolatori di acuti e bassi: a 10 kHz, + 15 dB e — 12 dB; a 40 Hz, ± 14 dB.

1. - ESAME DELLO SCHEMA DEL PREAMPLIFICATORE

La fig. 1 indica lo schema del preamplificatore di uno dei due canali (canale 1). Il secondo canale è identico al primo. Si fa però notare che i circuiti di commutazione corrispondenti al secondo canale e comandati dal contattore a tasti di destra (canale 1, canale 2, stereo invertito, mono) sono pure rappresentati in fig. 1.

Le cinque prese di entrata normalizzate a 6 piedini sono rappresentate dal lato interno del telaio, cioè, dalla parte dei

Fig. 4 - Cablaggio del pannello anteriore.

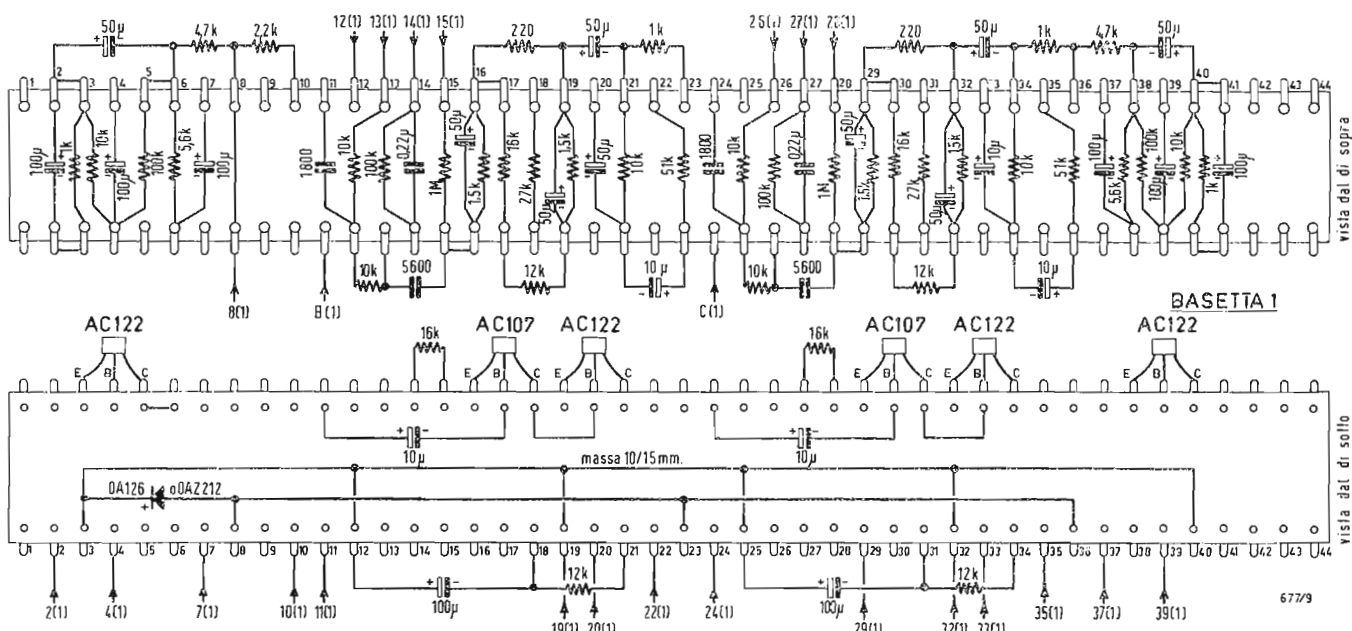



Fig. 5 - Cablaggio dei due lati della basetta verticale.

terminali da saldare, si notano le due prese micro 1 e micro 2 per microfoni separati, collegati rispettivamente alle due prese, o per microfono stereo. Per il fono rivelatore si usa una sola presa con a sinistra le entrate 1 e 2 per rivelatore magnetico e a destra le due entrate per rivelatore piezoelettrico. Le entrate fonorivelatore magnetico corrispondono al collegamento diretto alla base del preamplificatore AC107 per mezzo del condensatore in serie di 5 μF. Il tasto fonorivelatore della tastiera di sinistra deve essere premuto e il commutatore a due posizioni disposto posteriormente deve essere portato in posizione « magnetico ». Utilizzando le entrate fonorivelatore piezoelettrico della stessa presa per i rivelatori fonografici e disponendo il commutatore in posizione « piezo », il collegamento si effettua con una resistenza di 68 kΩ, avente in parallelo un condensatore di 1 nF; una resistenza di 51 kΩ è in derivazione verso massa.

Nelle posizioni « micro » e « testina magnetica » della tastiera selettrice a quattro tasti, il preamplificatore AC107, seguito dall'AC126, è pure in funzione. Invece, nella posizione « sintonizzatore », questo preamplificatore viene escluso. Il commutatore C_1 e C_2 è il commutatore rotativo a quattro posizioni, che assicura le equalizzazioni per le entrate a basso livello. Nella posizione 1, la rete di controreazione, che collega i due emettitori di AC107 e di AC126 comprende la resistenza di 1 MΩ in serie col condensatore di 5 μF. Le posizioni 2, 3 e 4 mettono in servizio reti selettive diverse corrispondenti alle correzioni RIAA, NARTB e CCIR.

I due transistori AC107 e AC126 sono montati come amplificatori con emettitore in comune, ad accoppiamento diretto, con carichi di collettore di 27 kΩ e 10 kΩ; la resistenza di 27 kΩ è alimentata all'uscita di una cellula di disaccoppiamento di 12 kΩ e 100 μF. Il punto A corrisponde all'uscita dell'alimentazione negativa, dopo tre cellule in cascata di disaccoppiamento. All'uscita dell'AC126 è disposto il commutatore di monitore, la presa magnetofono si trova posteriormente al mobile con le cinque prese di entrata. Come queste ultime, essa è vista dalla parte interna. Un secondo circuito di commutazione C_3', comandato dallo stesso mutatore rotativo a due posizioni di monitore, è disposto sul secondo preamplificatore. Analogamente, un secondo circuito di commutazione di entrata (contattore a sinistra del 2° canale), di uguale schema, viene impiegato sul secondo preamplificatore. Il suo montaggio è identico, le stesse commutazioni essendo assicurate da ciascun tasto comune, che commuta simultaneamente i due circuiti.

Il contattore a tastiera di destra, che segue il commutatore C_3 di monitore, è rappresentato coi due circuiti di commutazione dei due canali, comandati rispettivamente dai tasti canale 1, canale 2, stereo invertito e mono. La sua rappresentazione corrisponde al suo montaggio pratico, il che facilita la verifica del piano di cablaggio. Premendo un tasto, i ponticelli di corto circuito vengono spostati nel senso indicato dalle frecce. Se si preme il tasto canale 1, per esempio, la tensione di rete viene applicata al trasformatore attra-

verso il circuito di commutazione inferiore, il commutatore C_3 si trova connesso alla paglietta superiore del circuito di commutazione superiore e, per mezzo di altre due pagliette dei circuiti di commutazione comandati dal tasto « inv. », non premuto, all'entrata del correttore corrispondente al canale 1. Il tasto stereo invertito connette C_3 al correttore del canale 2 e C_3' del secondo canale al correttore del canale primo.

Premendo il tasto « mono » i due correttori si trovano in parallelo. Il correttore bassi e acuti all'uscita del contattore di destra comprende due potenziometri di regolazione separati dei gravi (100 kΩ) e degli acuti (50 kΩ). Questi potenziometri fanno parte di una rete RC di controreazione tra l'uscita al collettore del transistore amplificatore AC126 e la sua base. Il transistore è alimentato in tensione negativa a partire dal punto B corrispondente a tre cellule in cascata di disaccoppiamento con regolazione per mezzo di diodo Zener (v. fig. 2). Il potenziometro di regolazione del volume di 50 kΩ è disposto nel circuito di collettore dell'AC126. Il potenziometro di regolazione del volume del canale 2 è comandato da un asse separato concentrico.

2. - L'AMPLIFICATORE DI POTENZA E L'ALIMENTAZIONE

La fig. 2 mostra gli schemi dell'alimentatore dalla rete comune ai due canali, dell'amplificatore di potenza del canale 2 e, all'interno del rettangolo tratteggiato, la variante di schema del primo transistore, che sul canale 1 è un AC127 n-p-n o un OC139 e sul canale 2, è un AC122 p-n-p o un AC126. Le tensioni applicate alla base di ciascun OC80 sono dunque sfasate di 180° in un canale, rispetto all'altro.

L'amplificatore propriamente detto comprende per ciascun canale un OC80 amplificatore sfasatore, seguito da un transistore n-p-n AC127 in un ramo e da un transistore complementare p-n-p AC132, nell'altro ramo. L'emettitore dell'AC132 è collegato alla base di uno dei transistori di potenza Motorola 2N2139, mentre il collettore dell'AC127 è connesso alla base del 2° transistore di potenza. Questi due transistori di potenza alimentati da tensioni in opposizione di fase, lavorano in controfase dal punto di vista dei segnali alternativi. Essi si trovano alimentati in serie dal punto di vista delle tensioni continue dalla linea D corrispondente all'uscita negativa dell'alimentazione (— 12 V) dopo un primo filtraggio per mezzo dell'induttanza SF1 e del condensatore di 1000 μF. La stabilizzazione in continua dei due transistori di potenza è ottenuta con due resistenze di emettitore di 1 Ω.

Una controreazione è applicata tra l'uscita dell'amplificatore e la base del transistore OC80. Questa controreazione è selettiva in ragione della presenza

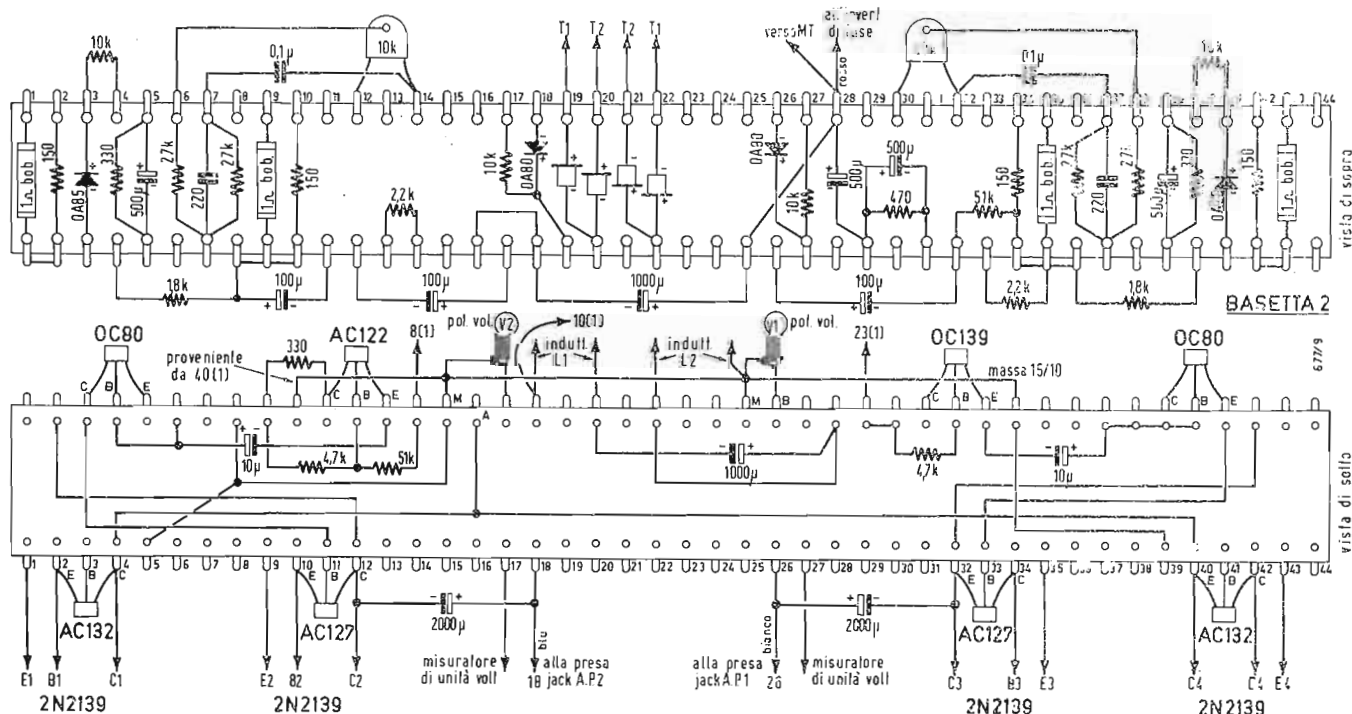
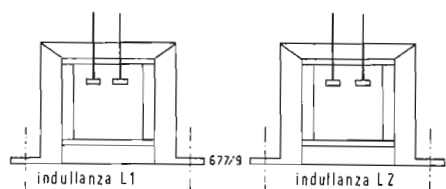



Fig. 6 - Cablaggio dei due lati della basetta orizzontale n. 2. Le due induttanze sono rispettivamente fissate su ciascun lato del telaio.

Fig. 7 - Montaggio degli elementi del separatore intermedio.

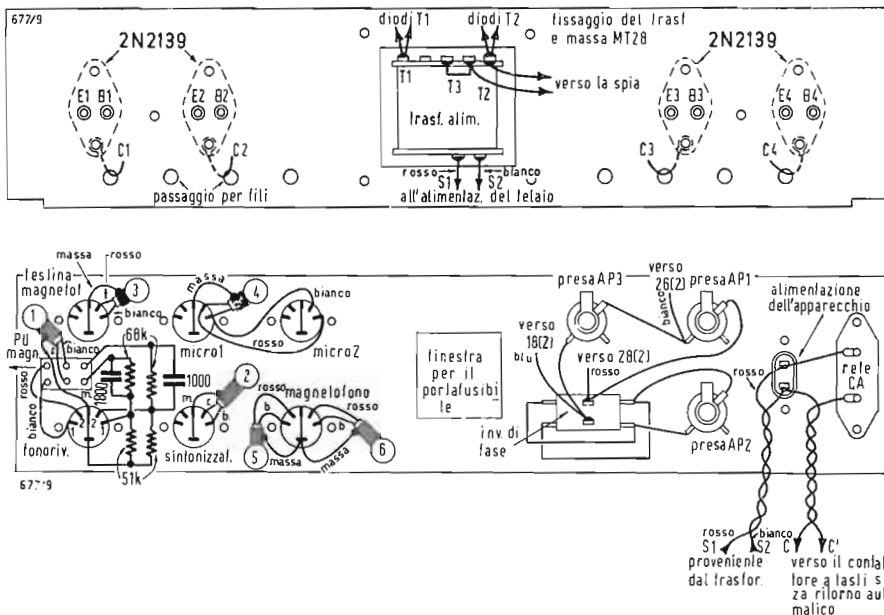



Fig. 8 - Cablaggio degli elementi montati sul pannello posteriore del telaio.

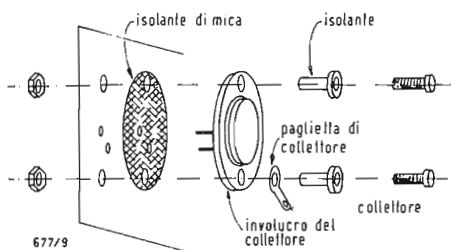



Fig. 9 - Fissaggio dei transistori di potenza.

di condensatori nella rete. Una resistenza regolabile di 10 kΩ in serie con una resistenza di 27 kΩ è in parallelo a questa rete.

Il collegamento alla bobina mobile dell'altoparlante si effettua con un condensatore di forte capacità (2000 μF), che trasmette le correnti di modulazione e sopprime la componente continua.

La connessione tra le due uscite dei due amplificatori di potenza e le prese jack degli altoparlanti si fa come è indicato in fig. 3. Un invertitore permette di invertire la connessione della bobina mobile dell'altoparlante del canale 2 rispetto a quella del canale 1, per la messa in fase. Il jack dell'altoparlante centrale è collegato all'uscita dei due amplificatori. La stessa figura mostra lo schema di collegamento dei due indicatori di uscita comandati dalla tensione continua fornita da un raddrizzatore.

L'alimentatore dalla rete, rappresentato nella parte inferiore della fig. 2, comprende un trasformatore da 110 a 245 V, 4 diodi al silicio 1WE2 montati a ponte. Due induttanze assicurano il filtraggio, insieme con diverse cellule *R*, *C*. Gli altri transistori, non di potenza, sono alimentati da una tensione di 9 V regolati dal diodo Zener OA/126-9. La parte meccanica dell'amplificatore comprende un lato anteriore di 360 × 80 mm, un separatore intermedio e un lato posteriore di uguali dimensioni. Tutti gli elementi sono fissati su questo telaio e su due basette di bakelite di 350 × 35 mm, portanti ciascuna 2 × 44 pagliette. Una placchetta è fissata verticalmente e si trova parallela al lato anteriore alla distanza di 55 mm, il fissaggio essendo assicurato da due squadrette avvitate sul fianco anteriore. La seconda basetta è disposta orizzontalmente a metà altezza del telaio, il suo fissaggio essendo assicurato da due squadrette avvitate sul separatore intermedio sul quale sono montati il trasformatore di alimentazione e i quattro transistori di potenza 2N2139. La fig. 4 mostra la filatura degli elementi fissati sul lato anteriore visto dietro: contattori a tasti di entrata (a 4 tasti automatici) e contattore di canali (a 4 tasti indipendenti), potenziometri di volume (potenziometro doppio comanato da due assi concentrici), di regolazione dei bassi e degli acuti di ciascun canale, commutatore correttore C_1, C_2 a 4 posizioni, commutatore di monitore a 2 posizioni, visiometri.

I due lati dei contattori a tasti sono rappresentati in fig. 4. I lati segnati « di sopra » sul piano si presentano esattamente in questa posizione quando si guarda il telaio col lato posteriore diretto verso chi guarda, la presa di alimentazione di rete si trova allora sulla destra.

I due altri lati degli stessi contattori a tasti, cioè i lati inferiori, si vedono dopo aver ruotato il telaio, col lato anteriore diretto verso di sè, i contattori canale 1, canale 2, stereo invertito, mono, si trovano ora a destra. Questa rappresentazione, che corrisponde a quella dello schema di principio, è la più razionale, dato che è necessario ruotare il telaio per cablare il secondo fianco di ciascun contattore. I conduttori con le frecce aventi un numero seguito dalla cifra 1 o 2 in

(il testo segue a pag. 191)

J. Tacussel

Studio di un amplificatore di frequenza a transistori*

(parte prima di due parti)

Tabella 1. - Potenza d'uscita in funzione della frequenza.

Amplificatore	Potenza massima		
	a 1 kHz	a 20 Hz	a 20 kHz
A	32 W	15 W	23 W
B	35 W	28 W	15 W

(·) Questi due amplificatori concretizzano due condizioni diverse, dettate dalla loro destinazione: per l'amplificatore *A* si è cercato di avere la massima potenza alle alte frequenze: per l'amplificatore *B*, studiato come amplificatore di misura, il campo di funzionamento ottimo è stato spostato di circa un'ottava verso le basse frequenze. Queste differenze, come sarà spiegato in seguito, derivano principalmente dalla caratteristiche del trasformatore d'uscita.

1. - PROBLEMI BASE

La realizzazione di amplificatori di potenza per la gamma delle audiofrequenze (20 Hz ÷ 20 kHz), concepiti in generale per la riproduzione sonora di qualità, è stata oggetto, da più di venti anni, di numerosi studi e pubblicazioni. Le prestazioni di questi amplificatori, d'altronde, erano tali da permettere la loro utilizzazione in diverse applicazioni industriali e scientifiche come, per esempio, alimentatori di generatori di vibrazioni, amplificatori di misura, ecc. Oggi come oggi sono tuttora di vivida attualità i circuiti a valvola, che presentano una grande perfezione, ma anche diversi inconvenienti, quali:

— consumo elevato e basso rendimento energetico (dal 10 al 15 %) con sensibile generazione di calore;

— ingombro e peso;

— diminuzione sensibile della potenza d'uscita alle più basse ed alle più alte frequenze da trasmettere. Nella tabella I sono riportati i dati caratteristici di due recenti realizzazioni (·), nelle quali sono stati impiegati tutti i mezzi esistenti per ottenere i migliori risultati possibili. Per contro, gli amplificatori a valvola presentano alcuni vantaggi, per esempio:

— prezzo poco elevato;

— grande sicurezza di funzionamento;

— buon comportamento in condizioni di funzionamento poco corrette o temporanee come: tensione di alimentazione e temperatura ambiente troppo elevate, eccessivo segnale d'ingresso; oppure permanenti come: cattivo adattamento dell'impedenza di carico, fino a raggiungere il corto circuito dell'uscita (salvo per gli apparecchi con lo stadio d'uscita funzionante in classe B, che d'altra parte non è il caso degli amplificatori ad alta fedeltà);

— facile realizzazione, in quanto vengono usati componenti standards non selezionati (ad eccezione per qualche coppia di resistenze di precisione);

— messa a punto semplice.

La sola limitazione tecnica alquanto seria è quella relativa alla curva di risposta e cioè della potenza massima in funzione della frequenza. Questa limitazione è dovuta alla presenza del trasformatore d'uscita, che ha lo scopo, come è ben noto, di adattare l'impedenza del circuito d'utilizzazione a quella di carico delle valvole dello stadio finale di potenza.

2. - IL TRASFORMATORE DI USCITA

Le perdite introdotte dal trasformatore d'uscita possono essere piccole per una certa banda di frequenze ed in questo caso son dovute alla resistenza ohmica degli avvolgimenti; oppure diventare di una certa importanza per le frequenze basse e per quelle alte. Facendo riferimento al circuito relativo ad uno stadio di potenza simmetrico, accoppiato ad una resistenza di carico attraverso un trasformatore (vedi fig. 1), si può constatare quanto numerose siano le impedenze parassite ivi presenti.

a) In parallelo con la sorgente:

— l'induttanza propria degli avvolgimenti (L_p), che determina l'aumento delle perdite alle basse frequenze, in quanto la sua impedenza diminuisce con la frequenza e di conseguenza vi si trova derivata una parte sempre più considerevole di corrente proveniente dalla sorgente;

— la capacità distribuita degli avvolgimenti, che, per un processo analogo, produce le stesse conseguenze alle alte frequenze.

b) in serie fra la sorgente ed il circuito d'utilizzazione:

— l'induttanza di fuga L_f ($S/P_1 + P_2$), dovuta all'imperfetto accoppiamento fra primario e secondario. Una parte della potenza destinata al circuito di utilizzazione viene persa a causa di questa induttanza, la cui impedenza cresce con la frequenza, cosa che determina l'aumento delle perdite alle alte frequenze.

— la capacità distributiva fra gli avvolgimenti primari e secondari, responsabile del trasferimento — dalla sorgente al carico — di segnali, l'ampiezza dei quali cresce con la frequenza; a seconda del tipo di avvolgimento, del senso degli avvolgimenti, dei collegamenti, questa azione può essere favorita o parzialmente annullata. In conclusione per avere una banda passante la più estesa possibile, un trasformatore d'uscita deve avere:

— un'elevata induttanza parallela;

— una piccolissima induttanza serie (induttanza di fuga);

(*) Tradotto da *Toute l'électronique*, 280, novembre 1964, pag. 421.

— basse capacità parassite.
La prima condizione porta all'impiego di materiali con permeabilità magnetica elevata (ferro a granuli orientati) ed ad avvolgimenti con un numero elevato di spire. Con ciò, però, si aumentano le capacità parassite e la resistenza ohmica degli avvolgimenti.
L'induttanza di fuga può essere ridotta suddividendo ogni avvolgimento in più sezioni ed alternando le sezioni del primario e quelle del secondario. In questo modo però si aumenta la capacità fra primario e secondario. Bisogna perciò, in definitiva, cercare un compromesso fra tutte queste condizioni contrastanti. Comunque è possibile realizzare dei trasformatori, con induttanza primaria di 200 H, induttanza di fuga da 2 a 3 mH e perdite ohmiche inferiori al 10%.

3. - CIRCUITI SENZA TRASFORMATORE D'USCITA

Per aggirare le difficoltà sopra elencate, sono stati proposti diversi circuiti senza trasformatore d'uscita; ma il problema dell'adattamento delle impedenze conduce:
— all'impiego di altoparlanti con impedenza relativamente alta (da 200 a 1000 Ω) di non facile approvvigionamento ed alquanto delicati;
— alla necessità di montare un grande numero di valvole in parallelo allo scopo di abbassare la resistenza interna della sorgente; ma, dato che la tensione di ginocchio delle valvole rimane, nei casi più favorevoli, superiore alla tensione sviluppata ai capi del carico, il rendimento diventa molto basso.
Per questo motivo, i circuiti a valvole con stadio finale del tipo push-pull serie — malgrado il loro vantaggio in merito alla linearità della risposta in frequenza alla massima potenza — hanno trovato impiego in molto poche realizzazioni commerciali.

Fig. 1 - Circuito equivalente del trasformatore d'uscita di uno stadio simmetrico a valvola. Per semplicità, tutte le capacità distribuite (primarie e secondarie) sono state riportate al primario (C_p) e l'induttanza di fuga è stata rappresentata in serie col secondario. - Source = Sorgente - Charge = Carico.

4. - USO DEI TRANSISTORI

A questo punto risulta del tutto evidente che l'unica maniera di aggirare l'ostacolo è quella di affidarsi ai transistori. Infatti la tensione di ginocchio dei transistori di potenza più correnti è compresa fra l'1 ed il 5% della tensione di alimentazione. Purtroppo molti transistori, di tipo più corrente, hanno delle frequenze di taglio F_B alquanto basse, dell'ordine dei 10 kHz.
La comparsa sul mercato di transistori di potenza, atti all'amplificazione delle radio frequenze, sia del tipo *p n p* al germanio, sia del tipo *n p n* al silicio ci ha indotto a studiare il comportamento di tali transistori per un eventuale loro impiego in amplificatori di audio-frequenze, portandoci alla realizzazione degli amplificatori, che più avanti descriveremo.

5. - RISPOSTA IN FREQUENZA DEI TRANSISTORI DI POTENZA

Per confrontare le caratteristiche dei diversi tipi di transistori, si sono realizzati i circuiti di fig. 2a e 2b.
Le resistenze R_1 e R_1', di 1 Ω, in serie agli emettitori, hanno il compito di assicurare, assieme ai partitori P_1-R_2 e P_1'-R_2', la stabilità del punto di funzionamento scelto ed ad evitare «l'imballamento» del circuito a causa dell'elevata temperatura delle giunzioni.
Il valore della corrente, che attraversa la catena R_2,-P_1- R_2',-P_1' sarà scelta in maniera che essa sia almeno 10 volte quello della corrente di base (di punta) necessaria a portare i transistori Tr_1 e Tr_1', vicini alla saturazione. Nel caso che si tratti di transistori a basso guadagno (come nella maggiore parte dei transistori al silicio, il cui H_{FE} è generalmente compreso fra 10 e 20) si dovrà adottare un rapporto più basso e ciò allo scopo di non caricare troppo l'uscita. Di conseguenza, per apprezzare i risultati, la potenza dissipata nel circuito P_1/R_2,

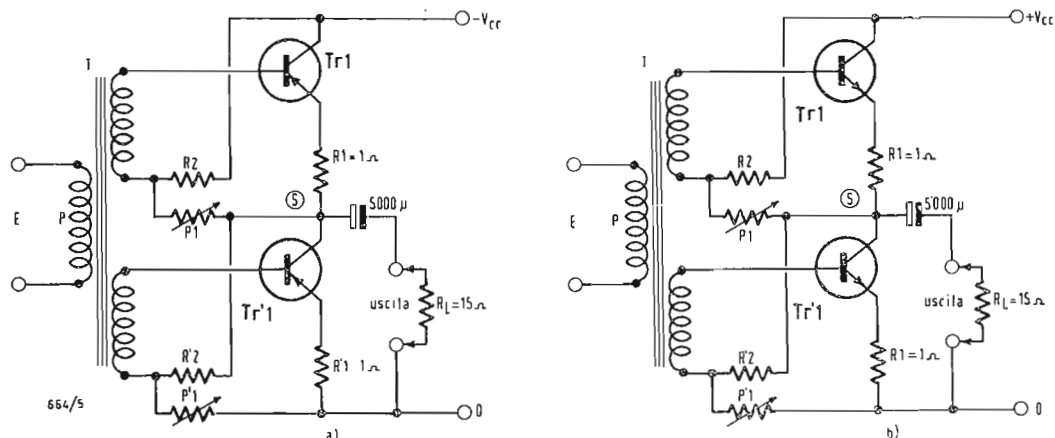



Fig. 2 – Circuiti che permettono la comparazione di diversi tipi di transistori di potenza del tipo *p n p* (*a*) o del tipo *n p n* (*b*) in uno stadio d'uscita simmetrico senza trasformatore d'uscita.

Fig. 3 -- Circuiti, non simmetrici, usati per alcune prove.

Fig. 4 -- Famiglia di curva V_c/I_c di un transistore di potenza. In A, tensione base-emettitore di segno contrario di quella di collettore-emettitore. In B tensione V_{BE} nulla. In C, D, E tensioni V_{BE} e V_{CE} dello stesso segno. Le rette di carico corrispondono rispettivamente al funzionamento in classe A (obliqua superiore) e in classe B (obliqua inferiore). La curva P è l'iperbole di dissipazione limite I_c, V_c.

P_1'/R_2' sarà uguagliata a quella dissipata nella resistenza di carico. I rapporti P_1/R_2 e P_1'/R_2' saranno regolati con ritocchi successivi per ottenere simultaneamente la corrente di riposo desiderata (secondo il tipo di funzionamento scelto, in classe A, AB_1, AB_2... B, ecc.) ed un valore corretto di potenziale al punto S (cioè $V_{cc}/2$). Il trasformatore T è realizzato su un nucleo a doppio C, a sezioni multiple, con schermi statici, in modo da avere piccole perdite per capacità parassite e per induttanze di fuga.

Data la bassa impedenza di carico dei secondari, si può ottenere, sfruttando le migliori tecniche di costruzione suggerite a proposito, una risposta in frequenza da 10 Hz a 150 kHz entro ± 1 dB.

Il primario del trasformatore è alimentato da un generatore sinusoidale di potenza con l'interposizione, ove è necessario, di un amplificatore a valvole, con uno stadio d'uscita a carico catodico, composto da due EL500 montate in parallelo (banda passante: da 1 Hz a 300 kHz entro ± 1 dB).

La tensione d'alimentazione V_{cc} è regolata, per ogni tipo di transistore, ad un valore tale da avere una tensione d'uscita di 15 V_{eff} con una distorsione inferiore al 5%, ciò che corrisponde ad una potenza, per una resistenza di carico di 15 Ω, di 15 W.

Per queste prove è stato realizzato un alimentatore con tensione d'uscita regolabile fra 0 e 60 V, con erogazione di corrente fra 100 mA e 2 A a risposta rapida (meno di 1 ms) o eventualmente ritardata (fino a 0,5 s) per potere apprezzare il comportamento in presenza di sovvraccarichi momentanei.

In certi casi, per le misure, sono stati utilizzati i circuiti di fig. 3a e 3b per confrontare i risultati trovati con questi e con quelli di fig. 2a e 2b, oppure quando il comportamento dei transistori sotto prova non permetteva di conservare l'uso del circuito push-pull serie, come diremo più avanti.

Nella tabella 2 sono riportate le frequenze di taglio di diversi transistori. A questa tabella sono da fare le seguenti osservazioni:

a) esistono transistori con frequenza di taglio sufficientemente elevata, sia nei tipi al germanio come in quelli al silicio;

b) in un tipo o in una famiglia di transistori di medesima struttura e d'identica fabbricazione, si nota una dispersione di valori della frequenza di taglio, che può raggiungere il rapporto di 1 a 2. In certi casi le variazioni hanno una correlazione con altri parametri pubblicati o determinati sperimentalmente nel corso delle nostre misure (e che non sono stati riportati nella tabella al solo scopo di non complicarla), ma non esiste una relazione sistematica e sicura utilizzabile in maniera pratica. Ciò dimostra che la fabbricazione dei transistori non ha ancora raggiunto quell'omogeneità e regolarità riscontrabili in altri componenti elettronici;

c) certi tipi di transistori presentano nel circuito (push-pull serie), dove desideravamo utilizzarli e dove era rispettata la totalità dei parametri limiti pubblicati, una incompatibilità, che per le ragioni qui sotto esposte, ci ha obbligati a scartarli. Ciò riguarda particolarmente la totalità dei transistori al germanio con frequenza di taglio uguale o superiore a circa 10 kHz. Si tratta di tipi di transistori prodotti per lega o per lega-diffusione. Nel 1961 sono stati, però, introdotti i transistori tipo 2N1618 e 2N1724, che, prezzo a parte, consentono soluzioni alquanto soddisfacenti.

6. - CAUSE DI MESSA FUORI USO DEI TRANSISTORI DI POTENZA

È ben noto che un transistore può essere messo istantaneamente fuori uso, se vengono superati i limiti di alcuni parametri, che caratterizzano il loro funzionamento.

Ciò si può avere per i seguenti motivi:

a) *Diretti*:

1) Intensità elevata provocante la fusione di una connessione interna.

2) Dissipazione eccessiva tale da provocare la fusione delle « saldature » interne o l'alterazione dalle giunzioni.

b) *Indiretti*:

1) Spostamento del punto di funzionamento in una zona della caratteri-

stica I_c/V_c a pendenza negativa, che porta senz'altro alla rottura, se non vi è alcuna resistenza, atta a limitare la corrente circolante nel circuito. È necessario perciò fare attenzione a che la retta di carico cada all'interno della famiglia di curve fornita dal costruttore (fig. 4);

2) Aumento della temperatura delle giunzioni al disopra di un dato valore, avente come conseguenza un aumento del guadagno e della corrente di fuga (che cresce con la temperatura), cosa che comporta un aumento della corrente di collettore, e quindi della potenza dissipata, con ulteriore sopraelevazione della temperatura delle giunzioni.

7. - PROTEZIONE ALLA TEMPERATURA E PERDITE NEGLI STADI DI POTENZA A TRANSISTORI

Esaminando gli schemi di fig. 2 si può notare quali precauzioni bisogna prendere per assicurare la stabilità dello stadio di potenza ed evitare i rischi dovuti alla sopraelevazione di temperatura. In effetti, il valore delle resistenze d'emettitore, R_1 e R_1', è tale che il circuito può sopportare temperature ambiente relativamente elevate in dipendenza della temperatura di giunzione massima ammissibile e quindi del tipo di transistore impiegato e della somma delle resistenze termiche fra giunzione ed ambiente.

In tutte le nostre prove, i transistori sono stati montati su alette refrigeranti di grandi dimensioni (1500 cm²) e talvolta raffreddati con un ventilatore. Facciamo notare che le resistenze R_1 e R_1', condizionanti la stabilità termica del circuito, hanno l'inconveniente di ridurre la potenza massima trasferibile al circuito d'utilizzazione. Questa è infatti uguale a:

$W = E^2/R_1$

dove E è il valore efficace della tensione presente ai capi della resistenza di carico R_L. Il valore massimo piccopicco della tensione E, E_c o c max è uguale alla tensione d'alimentazione V_{cc}, diminuita dalla caduta di tensione ai capi del transistore conduttore e della sua resistenza d'emettitore, cioè T_{r1} e R_1 per un'alternanza e T_{r1}' e R_1' per l'altra.

Se R_S è la resistenza di saturazione dei due transistori, supposti identici, le escursioni di potenziale del punto S (fig. 2) sono limitate rispettivamente (fig. 5) a:

$$\frac{V_{cc}}{2} + \frac{V_{cc}}{2} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_S + R_1}$$

ed a:

$$\frac{V_{cc}}{2} - \frac{V_{cc}}{2} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_S + R_1'}$$

Essendo: $R_1 = R_1'$, la tensione E_c a c_{max} diventa

$$E_c \text{ a } c_{max} = V_{cc} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_1 + R_S}$$

Nel caso di segnale sinusoidale si ha:

$$E_{max} = \frac{V_{cc}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_1 + R_S}$$

e quindi

$$W_{max} = \frac{V_{cc}^2}{8} \cdot \frac{R_L}{(R_L + R_1 + R_S)^2}$$

In assenza della resistenza residua R_r, somma della resistenza di saturazione R_S e della resistenza d'emettitore R_1, si avrebbe:

$$W_{max\ teorico} = \frac{V_{cc}^2}{8\,R_L}$$

In pratica, data la presenza della resistenza residua R_r, la potenza massima reale è

$$W_{max\ reale} = \frac{V_{cc}^2}{8} \cdot \frac{R_L}{(R_L + R_r)^2}$$

Se R_r è piccola rispetto a R_L, si può trascurare il termine R_r^2 e si avrà quindi in definitiva

$$W = \frac{V_{cc}^2}{8} \cdot \frac{1}{R_L + 2\,R_r}$$

Questa formula approssimata permette di rendersi conto dell'effetto di R_r sulla potenza d'uscita massima. Nella tabella 3 sono riportati alcuni valori derivati dall'applicazione della formula esatta. Si vede così che il valore della resistenza d'emettitore, per avere una stabilità termina sufficiente, deve essere ridotto al minimo e che, d'altra parte, la preferenza deve essere data ai transistori con bassa resistenza di saturazione.

Il valore della resistenza di saturazione R_S, che compare nelle formule sopra riportate, è superiore a quella data dai

Tabella 2. - Frequenza di taglio di diversi transistori.

Transistori *p n p* al germanio			Transistori *n p n* al silicio		
Tipo	$F\beta$ (−3 dB) kHz	Note	Tipo	$F\beta$ (−3 dB) kHz	Note
ADZ12	2,5				
2N458A	4,5 a 6				
ASZ16	4,5				
ASZ18	7,5				
ASZ15	7,0 a 9,0				
2N2080	8,0				
AUY21	9,5				
AUY22	9,5				
2N553	9,5	NC	2N2338	15 a 25	
TF80/80	10,0	NC	2N1702	35	
AD131	11,0 a 18,0	NC	BDY11	35 a 70	Nome di sviluppo F8D
AD132	11,5	NC	CDY10	60 a 110	
AD130	15,0	NC	2N1618	300	
OC23	25	NC	2N1724	300 a 500	
2N1905	60	NC			
2N1907	100	NC			
2N1906	110	NC			
2N1046	130	NC			
AUY10	230	Provato solamente con il circuito di fig. 3			

Nota: NC = non compatibile (spiegazione nel testo).

Tabella 3. - Valori derivati dalla formula esatta.

Caso n°	1	2	3	4	5
R_L	15 Ω	15 Ω	15 Ω	15 Ω	15 Ω
R_1	1 Ω	2,2 Ω	3,3 Ω	1 Ω	1 Ω
R_s	1 Ω	1 Ω	1 Ω	2,2 Ω	4,7 Ω
R_r	2 Ω	3,2 Ω	4,3 Ω	3,2 Ω	5,7 Ω
$\frac{W_{max\ real}}{W_{max\ teorico}}$	0,78	0,68	0,60	0,68	0,53

Tabella 4. - Valori di V_{CC}.

R_r (Ω)	V_{cc} (V)
1,5	51,5
2,0	54,5
2,5	57,5
3,0	61,0
4,0	68,0
5,0	75,5

costruttori, che è ottenuta facendo fluire nella giunzione emettitore-base una corrente d'intensità uguale ad una frazione definita (in genere: 1/10) della corrente di collettore.
Un tale funzionamento in una zona non lineare delle caratteristiche, utile per applicazioni di commutazione, è da escludere per amplificatori, in quanto introduce una forte distorsione.

8. - ALTRE CAUSE DI MESSA FUORI USO DEI TRANSISTORI DI POTENZA

Basandosi sulle caratteristiche pubblicate o misurate, è stato selezionato un certo numero di transistori, i cui limiti di tensione collettore-emettitore e di corrente erano compatibili con le condizioni di funzionamento. La misura della loro frequenza di taglio F_β è stata effettuata applicando ai morsetti E dei circuiti di fig. 2 e 3 un segnale a frequenza variabile. Facendo crescere questa frequenza, si constata contemporaneamente:
— una diminuzione d'ampiezza del segnale d'uscita;
— un aumento della distorsione;
— un aumento del consumo di corrente
Con i circuiti di fig. 2, quest'ultimo fenomeno può dar luogo ad un processo di « rottura », talvolta così rapido che è impossibile intervenire. Per questo motivo si è pensato di sostituire la alimentazione « semplice », usata per le prime prove, con un'alimentazione controllata ad erogazione limitata; si è passato quindi da un funzionamento a tensione costante a quello a corrente costante (almeno per certi valori di corrente).
Questi fenomeni si possono così spiegare: dati lo spessore dello strato di base e la velocità di spostamento dei portatori di carica, la durata dell'alternanza, a partire da una certa frequenza, non è più abbastanza lunga; quindi i partitori, che sono stati iniettati durante l'alternanza durante la quale il transistore era conduttore, vengono portati fuori. Il transistore resta conduttore per più tempo che durante l'alternanza nella quale la sua base riceve corrente, fino a diventarlo, per le frequenze sufficientemente alte, in maniera permanente (pseudo-saturazione). In assenza di limitazione, al livello della sorgente di alimentazione, la corrente che attraversa i transistori assume, per i circuiti di fig. 2, il valore:

$$I_{sat} = \frac{V_{cc}}{R_1 + R_S + R_1' + R_S'}$$

che è generalmente distruttiva, in quanto è stato oltrepassato il valore del parametro I_{CM}.
Se ciò non succede, la messa fuori uso può avvenire per aver oltrepassato il valore massimo della potenza dissipata, $P_{c\ max}$. D'altronde ci si può trovare in queste condizioni, anche con un'alimentazione controllata. Difatti, se i transistori presentano delle frequenze di taglio leggermente differenti, uno di essi raggiunge lo stato di pseudo-saturazione prima dell'altro, e, per una data frequenza, è possibile che la quasi totalità della tensione d'alimentazione V_{cc} sia applicata ad uno di loro, con conseguente aumento della corrente fino al limite massimo I lim consentito. Si ha allora la messa fuori del transistore tanto più rapidamente di quanto il prodotto $V_{cc} \cdot I_{lim}$ diventa più grande di $P_{c\ max}$.
Un recente articolo di R. Osborne e P. Tharma (vedi Bibliogr.) tratta questo problema e propone di spostare all'indietro il limite di frequenza e di far percorrere la giunzione emettitore base da una corrente inversa, ottenuta da una sorgente di polarità opposta a quella della tensione applicata fra emettitore e collettore (un tale metodo è d'altra parte molto comune nei circuiti ad impulsi).
Abbiamo verificato che è possibile portare all'indietro di un'ottava la frequenza di taglio; ma, pur avendo impiegato esattamente i transistori indicati, non siamo riusciti a riprodurre i risultati dell'autore, che sarebbe riuscito a raggiungere — senza riduzione sensibile di potenza, nè eccessiva distorsione — i 20 kHz con dei transistori (AD140) aventi una frequenza di taglio F_β di 4 kHz. In più abbiamo constatato che il circuito completo, presenta una cattiva stabilità in alta frequenza, manifestantesi con delle sovraoscillazioni, irriducibili applicando all'entrata un segnale rettangolare. Oltre alle messe fuori uso per eccessiva dissipazione, di

cui diremo fra breve, abbiamo constatato delle rotture di transistori di potenza apparentemente inesplicabili, sia in occasione di commutazioni di frequenza o di variazioni del livello di uscita del generatore sinusoidale, sia inserendo o togliendo l'alimentazione, sia durante la misura della frequenza di taglio, sia infine senza aver toccato nulla. Questi inconvenienti sono avvenuti particolarmente nel corso delle prove sui transistori del tipo 2N1046, 2N1905, 2N1906, 2N1907.

Sembra che la spiegazione di questo anormale comportamento risieda nel fenomeno della « rottura secondaria » (secondary breakdown), come è stato esposto da *R.* Greenburg dei laboratori della Motorola.

Si avrebbero perciò due tipi di rottura:
a) Rottura (breakdown) non distruttiva, sotto riserva che la corrente sia limitata, quando si raggiunge, per un dato valore della corrente di base, il punto di gomito della corrispondente curva $I_c = f(V_c)$ (fig. 4);
b) Rottura secondaria (secondary break down) distruttiva, dovuta allo stabilirsi, in una zona localizzata della base, di un processo termico generale comportante la fusione o un'alterazione locale od estesa delle giunzioni. Per quei transistori soggetti a messe fuori uso imprevedibili, dovute probabilmente al fenomeno di « rottura secondaria », è stato usato, per la misura della frequenza di taglio, il circuito di fig. 3. Lo stesso circuito è stato impiegato per quei tipi di transistori, la cui tensione V_{C} o corrente di collettore I_c limiti non permettevano di usare gli schemi di fig. 2 (per esempio: OC23 con $V_{CAM} = 40$ V e AUY10 con $I_{CM} = 0{,}7$ A).

Fig. 5 - Ripartizione, per diversi livelli di segnale, della tensione d'uscita fra la resistenza di carico R_L e le altre resistenze del circuito: R_1, resistenza d'emettitore e R_{Tr}, resistenza equivalente istantanea del transistore conduttore. In *a*, la potenza d'uscita è inferiore alla potenza massima reale; in *b*, le due potenze sono uguali; in *c*, si ha saturazione.

9. - CONDIZIONI DI FUNZIONAMENTO DELLO STADIO FINALE

Come detto sopra, la potenza massima trasferibile al circuito d'utilizzazione è data dalla formula:

$$V'_{max} = \frac{1}{8} \cdot V_{cc}^2 \cdot \frac{R_L}{(R_L + R_r)^2}$$

dove R_r (1 Ω + R_S) ha un valore compreso fra 1,2 e 2,5 Ω per i transistori al germanio e fra 1,5 e 10 Ω per i transistori al silicio.

Volendo avere una potenza di 15 W con una resistenza di carico R_L di 15 Ω, bisogna dare a V_{cc} i valori riportati nella tabella 4, ricavati dalla formula:

$$V_{cc} = 2\sqrt{2}\;\frac{15 + R_r^2}{15}$$

In pratica quindi la tensione di alimentazione sarà superiore a 50 V e perciò potranno essere utilizzati soltanto i transistori al silicio.

Si dovrà fissare il punto di funzionamento sia in classe *A* come in classe *B*. In questo ultimo caso la scelta della corrente di riposo dovrà essere fatta per successivi tentativi partendo dal valore corrispondente a quello di funzionamento in classe *A*, riducendolo successivamente del 50%, 40%, ecc. del suo valore iniziale, fino ad ottenere che la distorsione a bassa potenza (per esempio 1% del valore massimo) aumenti in maniera apprezzabile a seguito delle discontinuità della caratteristica di trasferimento prodotta dalla commutazione di un transistore all'altro, in una regione della curva I_c/I_B, dove il guadagno è essenzialmente dipendente dal valore della corrente.

BIBLIOGRAFIA

L. Chrétien, Articoli vari in T.S.F., TV.

D. T. N. Williamson, *Design for a high-quality amplifier-Wireless World*, aprile, maggio 1947; agosto, ottobre, novembre dicembre 1949; gennaio 1950; maggio 1952.

W. A. Ferguson, *Design for a 20 W high-quality amplifier*, Wireless World, maggio, giugno 1955.

P. Loyez, *l'amplificateur Loyez*, Revue du Son, giugno, luglio, agosto, settembre, ottobre 1956.

I. Richmeller, *Pratique de la haute fidélité*, Editions Radio, Parigi, 1962.

[2] A. M. Bonhomme, *L'amplificateur* UL30M *Tacussel*, Toute la Radio 1959 maggio, pagg. 211-214; certaines améliorations apportées au transformateur de sortie depuis la publication de cet article ont permis d'augmenter de 50% environ la puissance maximale à 20 Hz.

B. P. Loyez, *Amplificateur de mesure, basse fréquence, à faible distorsion*. Revue du Son, 1963, maggio n. 121, pagg. 188-194.

[3] J. Tacussel, *Etudes des facteurs déterminant la qualité d'un transformateur de sortie*.

[4] A. Rodriguez De Miranda, *Single ended push-pull out-put stages*, Electronic Applications, 17 maggio 1957 n. 3 pagg. 81-106.

J. Futterman, *An output transformerless power amplifier*. Journal of the Audio engineering Society 1954-2, n. 4, pagg. 252-8.

[5] M. G. Lin: *Quasi-complementary transistor amplifier*, Electronics, 1956, settembre, pagg. 173-175.

[6] Aronssohn e A. V. J. Martin, *Pratique et théorie des semiconducteurs*, Editions PEPTA, Paris 1961. Texas Instruments: Transistor Circuit Design; Mc Graw Hill: New York 1963.

[7] R. Osborne e P. Tharma: *Transistor high quality amplifiers*; Wireless world: 1963, pagg. 221-5 (maggio) e pagg. 300-4 (giugno).

[8] R. Greenburg: a) *Determining maximum load lines for power transistor*, Electronic Products, 1963 maggio pagg. 47-9; b) *Getting both reliability and economy in power transistor circuits*, Electronics, 1963, 24 maggio pagg. 54-7.

[9] S. G. S. Fairchild, *Informations techniques n.* 1 (edition francaise) 1963.

(*P. Rosti*)

C. Pascaud

Amplificatori di potenza e di qualità transistorizzati

Nel campo degli amplificatori di qualità a bassa frequenza i transistori hanno fatto fino ad oggi una comparsa piuttosto timida. Le ragioni principali potrebbero essere il costo ancora elevato dei transistori e l'alto grado di perfezione raggiunto dagli amplificatori a valvola. In verità ha contribuito a creare un certo pregiudizio per gli apparecchi a transistori anche l'ascolto della musica « propinata » da molti ricevitori portatili (10% di distorsione a 200 mW in un altoparlante di 9 cm.). Tuttavia, se si eccettua la sensibilità alla temperatura e la possibilità di guasto per qualche falsa manovra durante le prove, gli amplificatori a transistori presentano tanti vantaggi per i quali prima o poi s'imporranno.

Di questi vantaggi ricordiamo, fra gli altri:
l'assenza di circuiti di riscaldamento dei filamenti; l'assenza d'effetto microfonico; l'assenza di sorgenti di calore, per cui è possibile eseguire dei montaggi compatti; la durata molto lunga e la stabilità delle caratteristiche nel tempo; la migliore linearità dell'amplificazione; la facilità di realizzare degli accoppiamenti diretti fra gli stadi; la bassa impedenza d'uscita, che permette il collegamento diretto agli altoparlanti senza trasformatore ed infine... l'attrattiva della novità, che è forse l'argomento più valido.

1. - GENERALITÀ SULL'APPARECCHIO

Dalla lettura dei testi riportati nella Bibliografia si può dedurre che l'amplificatore classico a transistori del futuro, dovrebbe avere:
1) un'alimentazione in corrente continua da 0,8 a 1,5 A sotto una tensione da 20 a 50 V;
2) un preamplificatore in grado di assicurare:
a) l'adattamento all'impedenza della testina; *b*) la correzione della caratteristica d'incisione dei dischi; *c*) il controllo del livello dei toni bassi ed acuti (in generale del tipo Baxandall); *d*) l'innalzamento del livello del segnale ad un valore sufficiente per azionare l'amplificatore vero e proprio;
3) un amplificatore composto da:
a) uno o due stadi amplificatori di tensione; *b*) uno stadio « pilota » amplificatore di corrente e sfasatore, costituito, otto volte su dieci, dalla combinazione di un transistore *P N P* e di uno *N P N* (e le altre due volte da un transistore unico collegato ad un trasformatore di sfasamento); *c*) uno stadio d'uscita simmetrico in classe *B*, collegato al precedente in « Darlington » e munito di due transistori di potenza (quasi sempre del tipo *P N P* al germanio, a motivo del loro prezzo più abbordabile), connesso in serie rispetto all'alimentazione ed inserito nel circuito degli altoparlanti attraverso un condensatore di disaccoppiamento di qualche migliaio di microfarad (salvo qualche caso più raro di alimentazione doppia simmetrica); *d*) dei circuiti di controreazione.

L'apparecchio, che qui sotto sarà de-

(*) Tradotto da *Toute l'électronique*, 280, novembre 1963, pag. 407.

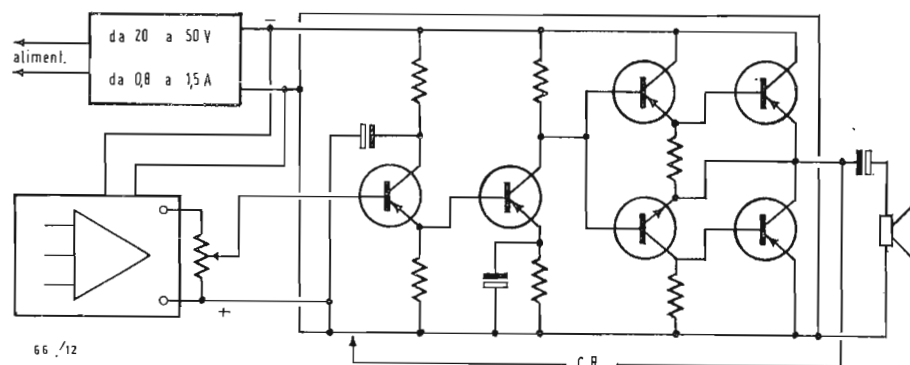



Fig. 1 – L'apparecchiatura è composta da un circuito di alimentazione, da un preamplificatore e da un amplificatore di potenza.

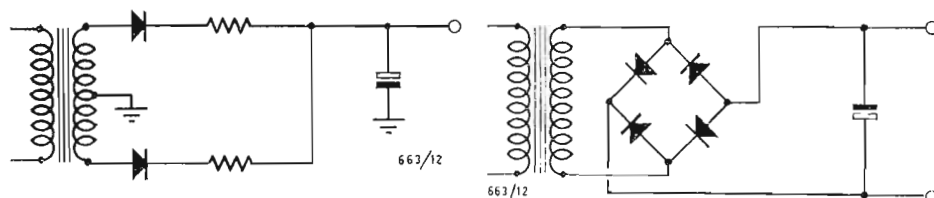



Fig. 2-3 - Gli schemi di alimentazione classici sono troppo semplici e devono essere scartati.

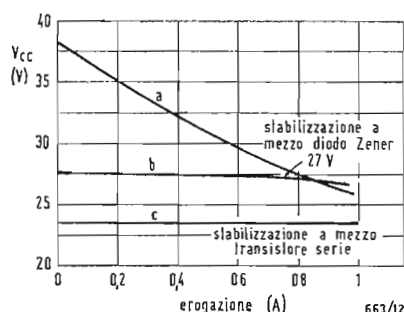



Fig. 4 – La curva *a* si riferisce agli schemi delle figure 2 e 3. Le curve *b* e *c* agli schemi delle figure 7 e 8.

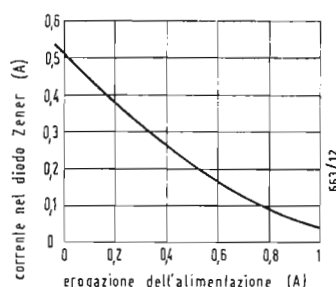



Fig. 5 – Corrente che scorre nel diodo Zener.

scritto, avrà le seguenti caratteristiche:
— alimentazione da 24 a 30 V, in modo da non rendere difficile la scelta dei transistori;
— potenza d'uscita di circa 15 W su un carico di 3,5 Ω;
— tre ingressi: uno per testina a riluttanza variabile (GE VRII), uno per testina piezoelettrica ed uno per un adattatore per emissione radio a modulazione di frequenza.
— minima distorsione e massima larghezza di banda.

2. - ALIMENTAZIONE

Uno stadio simmetrico in classe *B* è caratterizzato da un consumo sensibilmente proporzionale alla potenza modulata, con un rendimento del 70% circa. Per un amplificatore di 20 W, l'assorbimento di corrente sotto 24 V può quindi variare da 50 a 100 mA a riposo fino a più di 1 A durante le punte di modulazione.

Poichè la caratteristica $I_c = f(V_{ce})$ è molto lontana dall'essere una retta orizzontale, è indispensabile che la sorgente d'alimentazione abbia una resistenza interna molto bassa, in modo che la sua tensione resti sensibilmente costante in funzione dell'assorbimento richiesto. Il filtraggio deve essere poi ben curato se si vuole approfittare al massimo del basso livello di rumore dei transistori moderni. Esso deve essere del tutto soddisfacente sia ai bassi come agli alti livelli d'uscita.

Gli schemi di alimentatori, che si vedono il più sovente, ci sembrano in verità troppo semplici (fig. 2 e 3). Essi presentano due inconvenienti:

a) se si dà al condensatore *C* il valore sufficiente per un filtraggio perfetto per un'erogazione di corrente fino a circa 1,5 A (cioè da 3 a 5 mF, sì, proprio millifarad), si sottomettono i diodi ad un regime tale da poter predire loro una fine prematura. Nè si può pensare a delle resistenze limitatrici, in quanto esse producono una caduta di tensione proporzionale all'erogazione, ciò che è proprio il contrario di quanto è richiesto.

b) Volendo tracciare la caratteristica $V = f(I)$, si ottiene la curva *a* di fig. 4, della quale il meno che si possa dire è che non è orizzontale (34,9 V a vuoto e 26,6 V sotto 1 A, cioè una resistenza interna di 12,8 Ω).

L'alimentazione con un'induttanza a monte sarebbe più soddisfacente (fig. 6); anche se l'induttanza non migliora molto il filtraggio, essa ha almeno il merito di limitare la corrente di punta nei diodi.

Comunque, se si vuole una resistenza interna ancora più bassa, bisogna ricorrere ad una regolazione elettronica a mezzo diodi Zener oppure transistori (fig. 7 e 8).

I risultati sono visibili sulle curve *b* e *c* della fig. 4. La curva di fig. 5 indica la corrente, che attraversa il diodo Zener, che deve essere montato su alette refrigeranti in quanto esso dissipa, quando l'amplificatore non lavora, una dozzina di W.

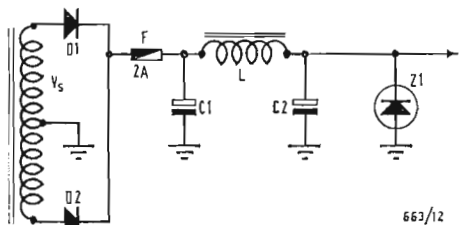
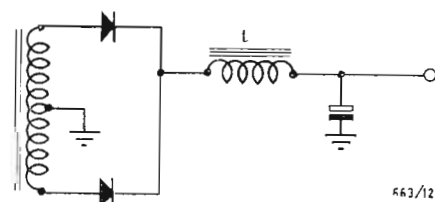
Nel caso specifico qui si è scelta la regolazione a mezzo diodo Zener, leggermente più onerosa e meno perfetta di quella a transistore, ma d'altronde più sicura, perchè se avviene un cortocircuito fra il « + » ed il « — » della stabilizzata, il transistore ha 99 probabilità su 100 di « schioccare » prima del fusibile.

3. - PREAMPLIFICATORE

Dopo diversi esami, è stato adottato il circuito pubblicato nel n. 267 di « Toute l'Electronique » a pag. 267-271. Questo circuito è veramente eccellente. Ad esso sono state apportate soltanto tre piccole modifiche:
— riduzione a tre dal numero delle entrate (P. U. magnetico, Piezo e Aux);
— soppressione del filtro passa-basso, della cui utilità si è poco convinti;
— stabilizzazione e filtraggio supplementare della tensione d'alimentazione a mezzo diodo Zener.

I due transistori sono del tipo SFT237, caratterizzati da un fattore di rumore di 3 dB (1 kHz/6V/0,5 mA), da un h_{21} di 100 e da un *fd* di 3 MHz. Si possono impiegare anche degli AC107. In fig. 9 è riportato lo schema modificato. L'efficienza dei comandi dei toni bassi-acuti è conforme a quella dichiarata dall'autore (+ 12 dB/— 16 dB a 50 Hz, + 12 dB/— 15 dB a 15 kHz). La sensibilità ed il livello ammissibile per ogni entrata misurati sono riportati nella tabella. Le impedenze d'entrata sono quelle indicate nello studio originale; non c'è alcun motivo di metterle in dubbio.

È consigliabile usare resistenze a stra-

lo: per esempio del tipo Eurista o Beyschlag.
Per quanto riguarda i condensatori elettrolitici, ci si può chiedere come si comportano alle alte frequenze. Ci è stato assicurato che, fino a circa 50 kHz, l'induttanza parassita dei condensatori elettrolitici miniatura, di bassa tensione ed elevata capacità (100 μF sotto 25 V, per esempio), può essere trascurata. Al di sopra di questi valori, è preferibile shuntare il condensatore elettrolitico con un condensatore a mica o ceramico di qualche nanofarad. Quindi nessuna preoccupazione da questo lato.

4. - L'AMPLIFICATORE DI POTENZA

Il circuito adottato è riprodotto in fig. 10.
Confrontandolo con quelli citati nella Bibliografia, vi si noterà una certa aria di... famiglia.
Lo stadio d'ingresso T_1 è montato con collettore comune; il suo guadagno in tensione è quindi molto vicino all'unità; la sua impedenza d'uscita è bassa, tale quindi da assicurare a T_2 un guadagno in tensione più costante in funzione della frequenza. T_1 e T_2 sono dei transistori SFT353 a basso rumore e guadagno elevato, che ammettono una tensione fra collettore e base fino a 24 V ed una dissipazione fino a 200 mW a 25° C.
Lo sfasamento e l'amplificazione in corrente sono assicurati dalla coppia 2N526-2N388 (*P N P - N P N*), montati, uno ad emettitore comune e l'altro a collettore comune e collegati direttamente (secondo sistema Darlington) a due SFT240. È consigliabile munire i transistori 2N526 e 2N388 di piccole alette di raffreddamento; infatti, sebbene per i livelli medi d'ascolto la loro dissipazione resti al di sotto del massimo consentito (225 e 150 mW, 20°C rispettivamente), a piena potenza e per tempi di prova, sotto segnali sinusoidali prolungati si rischia di metterli fuori uso. Per avere 1A di corrente di collettore in un SFT240 è necessaria difatti una corrente di base da 10 a 12 mA. Quest'ultima corrente è fornita dai transistori piloti sotto una tensione emettitore-collettore di 13 V; si è quindi molto vicini al limite di dissipazione termica ammesso.
La scelta degli SFT240 potrebbe sembrare a prima vista sorprendente, in quanto ciascuno di essi può dissipare, convenientemente raffreddato, più di 40 W. La ragione della loro scelta è dovuta al fatto che questi transistori sono forniti in coppia perfettamente gemellare, ed hanno un guadagno statico elevato (87 ad 1 A sotto 12 V_{EC}) ed una frequenza di taglio a base comune di 300 kHz. Al loro posto potrebbero essere usati degli SFT250 o 214, oppure dei 147 T_1 Sesco od ancora degli OC26.
Secondo un sistema ormai classico, come aletta di raffreddamento dei transistori di potenza si può sfruttare, con isolamento a mica, la placca metallica che forma il fondo dello scodellino loro proprio.
In ciascun emettitore è inserito un fusibile di 2 A (resistenza ohmica 0,5 Ω) allo scopo di limitare i danni in caso di corto-circuito. Lo stesso fusibile contribuisce a stabilizzare il circuito per effetto di controreazione.
La resistenza di polarizzazione di base ha lo scopo di limitare la distorsione d'incrocio (al punto di congiunzione delle due semionde (*n. d. t.*), obiettivo principale da raggiungere in questi tipi di amplificatori. All'esame oscillografico, ci è sembrato di raggiungere il miglior risultato con una resistenza di 680 Ω. In mancanza di un oscillografo si può operare con diversi valori (fra 100 e 1000 Ω) di resistenza, fino ad avere nello stadio d'uscita una corrente di di riposo — in assenza di segnale — di circa 30 mA. Agendo in questo modo la traccia di raccordo è appena visibile a tutti i livelli ed a tutte le frequenze.
Il condensatore che porta la componente alternata agli altoparlanti è un normale condensatore elettrolitico da 5 mF/50 V. Non sappiamo per quanto tempo un simile condensatore potrà resistere ad un tale regime, per il quale non è stato studiato. È perciò opportuno inserire a monte dell'altoparlante un fusibile di protezione da 5 A. Speriamo comunque di potere trovare presto con facilità sul mercato dei condensatori di elevata capacità non polarizzati.

Fig. 6 – Il circuito con induttanza a monte è molto più soddisfacente, perchè permette di limitare la corrente di punta nei diodi.

Fig. 7 – Esempio di raddrizzatore con regolazione a mezzo diodo Zener.

Tabella 1. - Caratteristiche del preamplificatore.

Misure effettuate a 1 kHz	Sensibilità	Guadagno in tensione	Segnale max ammissibile	Impedenza
Entrata 1	20 mV	30	150 mV	6 kΩ
Entrata 2	500 mV	1,2	3 V	100 kΩ
Entrata 3	200 mV	3	1,2 V	100 kΩ

Le sensibilità delle varie entrate sono date per un livello d'uscita di 600 mV.

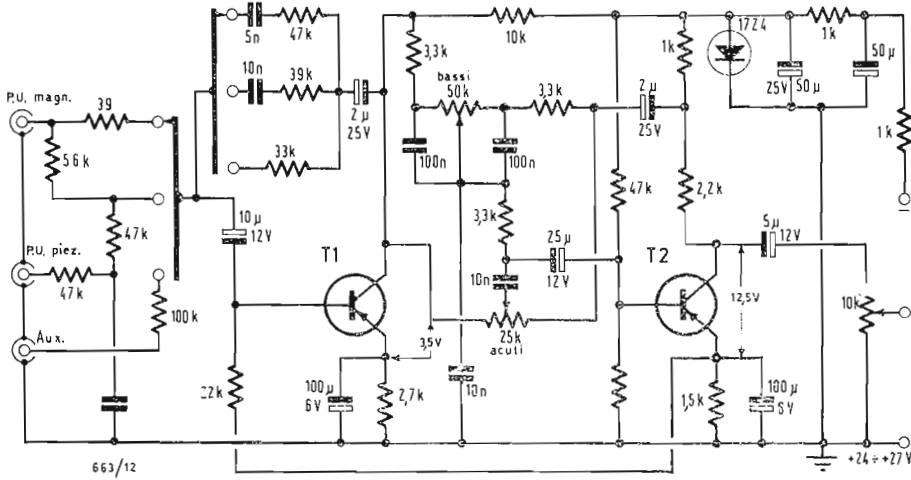



Fig. 9 - Il preamplificatore impiega solo due transistori T_1 e T_2 del tipo SFT237.

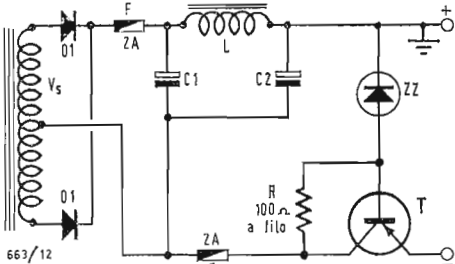



Fig. 8 – Esempio di raddrizzatore con regolazione elettronica. I diversi componenti sono identici a quelli dello schema 5.

I circuiti di controversione sono tre:
a) il primo, in corrente continua, consiste nell'alimentare la base del transistore T_1 per mezzo della tensione, che si trova al punto A e che è uguale alla metà della tensione di alimentazione;
b) il secondo, in corrente alternata, riporta una frazione della tensione modulata d'uscita all'entrata (sulla base di T_1);
c) il terzo, che è in realtà una reazione positiva, è composto dal condensatore di 25 μF collegato fra l'uscita (punto *A*) e il punto di mezzo di un ponte che alimenta la base del transistore T_3. Esso ha lo scopo (citiamo testualmente il manuale « General Electric », 6ª ediz., pag. 131) « di compensare la dissimmetria dello stadio finale e di permettere così alle punte positive del segnale di raggiungere lo stesso valore delle punte negative. Questa reazione positiva è compensata da una reazione negativa dello stesso ordine di grandezza a mezzo del sistema di polarizzazione della base del transistore T_1 ».
Sebbene l'efficacia di questo dispositivo sia rimarchevole, confessiamo che la sua spiegazione non ci soddisfa intieramente. Chi ne propone una migliore?

5. - CARATTERISTICHE

Le prove con segnali rettangolari alle frequenze di 30, 50, 1000, 4000, 8000 e 12.000 Hz hanno dato degli oscillogrammi soddisfacenti, senza alcuna tendenza all'innesco.
Con segnali sinusoidali si è constatato che:
a) la distorsione d'incrocio è praticamente invisibile
b) la saturazione dello stadio d'ingresso avviene per un segnale di 300 mV_{eff} a 400 Hz. In queste condizioni ai capi di un carico di 3,5 Ω si hanno 8,5 V, il che rappresenta una potenza modulata di 20,7 W [si tratta di un carico composto da una resistenza pura di 3Ω e di un'induttanza di 0,25 mH (0,5 Ω di resistenza ohmica), avente un comportamento molto simile a quello di un altoparlante da 3,5 Ω]. Utilizzando come carico una lampada ad incandescenza da 12 V - 3,5 A (resistenza ohmica di 3,4 Ω a caldo), la cui luminescenza è paragonabile a quella di una lampada identica alimentata in corrente continua regolabile, si ottiene lo stesso valore, che a prima vista era sembrato eccessivo, di 20 W. D'altronde, il consumo in corrente continua, in queste condizioni, è di 1,08 A sotto 26,8 V (cioè 28,9 W), di cui la quasi totalità è utilizzata nello stadio finale, in quanto il diodo Zener « stacca » a 27 V. Con queste cifre e considerando che il rendimento di uno stadio simmetrico in classe *B* è dell'ordine del 70%, quanto sopra conferma ancora una volta i 20 W d'uscita.
I transistori SFT240 sono appena tiepidi, viceversa i transistori 2N526 e 2N388 è necessario montarli su una aletta di raffreddamento di 60 × 40 × 2 mm d'alluminio nero opaco. È meglio evitare di prolungare inutilmente questa prova; si è così potuto verificare che l'amplificatore può sopportare senza danno punte di modulazione ben al di sopra di quelle dovute al normale servizio. La curva di risposta ampiezza-frequenza è stata rilevata utilizzando il Vm elettronico « Metrix 742 » ed un generatore di BF costruito secondo lo schema del « Leader LAG55 » pubblicato sul n. 274, marzo aprile 1963, pag. 131-135 di « Toute l'Electronique ». I diagrammi sono riportati in fig. 11. Il livello di riferimento 0 dB è stato fissato a 2 e a 8 W a 2000 Hz con un carico di 3,5 Ω. La curva di risposta è piatta entro ± 1 dB a 2 W fra 22 e 30.000 Hz. L'attenuazione è di 6 dB verso i 60 kHz per 2 W e di 6 dB a 35 kHz per 8 W. Sarebbe possibile ottenere qualcosa di meglio, utilizzando dei transistori di potenza con frequenza di

taglio (con emettitore comune) più elevata o, meglio ancora, utilizzando dei transistori al silicio, alquanto — però — più costosi.

6. - COSTRUZIONE

La custodia è costituita da una cornice metallica di 280 × 180 × 80 mm in angolare metallico e lastra di ferro di 15 × 2 mm, saldati e da una lastra di alluminio da 2 mm.

I due diodi 1N1115 ed il diodo Zener sono montati su una piccola aletta di rame annerito, isolata dallo chassis. Il condensatore principale da 7 mF, 33/40 V è molto voluminoso; essendo il componente principale di tutto il sistema d'alimentazione è meglio che sia di ottima qualità.

Il preamplificatore è interamente schermato da una paratia d'alluminio ed è montato, come l'amplificatore, su circuito stampato: esso è applicato su un connettore « Metallo » in modo da rendere il montaggio e lo smontaggio istantanei.

Poco da dire sui circuiti stampati. È previsto sullo chassis un solo punto di massa, in prossimità dei morsetti di ingresso. A massa è collegato il polo positivo dell'alimentazione.

Non è stato usato nemmeno un centimetro di filo schermato.

Gli altri dettagli costruttivi sono visibili sulla fotografia e non hanno bisogno di alcun particolare commento. Sarebbe stato possibile ridurre leggermente le dimensioni (anche perchè è assente il circuito di riscaldamento dei filamenti), ma si è pensato alla possibile estensione dell'apparecchio, per esempio ad una versione stereofonica.

7. - MESSA A PUNTO

È evidente che, in assenza di errori di cablaggio e di cortocircuiti per saldature mal fatte, l'apparecchio appena acceso debba funzionare al primo colpo. Ma la più elementare prudenza consiglia di fare le cose gradualmente, per esempio cominciando ad alimentare l'amplificatore prima con una batteria di 9 V oppure dalla rete applicando ai morsetti dell'ingresso 220 V una tensione di 125 V (l'amplificatore funziona perfettamente, pur se a potenza ridotta, anche in queste condizioni). Mettendo un amperometro in serie al polo +, si dovrà leggere, dopo una punta dovuta alla carica di qualche condensatore elettrolitico, una corrente stabile di circa 50 mA. L'altoparlante deve restare muto.

Se si mette un dito sui morsetti d'ingresso, con potenziometro di livello a metà corsa, l'altoparlante comincerà a ronzare e l'amperometro dovrà segnare una corrente di 100-200 mA. Se sarà così, tutto è a posto ed allora si potrà alimentare l'apparecchio a piena tensione e regolare il potenziometro da 100 kΩ, inserito nella base del transistore SFT353 all'ingresso dell'amplificatore, fino a che le tensioni emettitore-collettore dei due SFT240 siano uguali fra di loro (ed uguali a circa la metà della tensione di alimentazione, diminuita della caduta di tensione sulle due resistenze d'emettitore di 0,5 Ω). Il push-pull è allora, in via di principio, equilibrato. Con tutti i potenziometri al massimo e con i morsetti d'ingresso in corto circuito, il rumore di fondo non deve assolutamente sentirsi. Con l'entrata n. 1 collegata ad una testina dà lettura (per es. General Electric VRII), con il motore del giradischi in marcia e con i tre potenziometri al massimo, mettendo l'orecchio contro il cassonetto

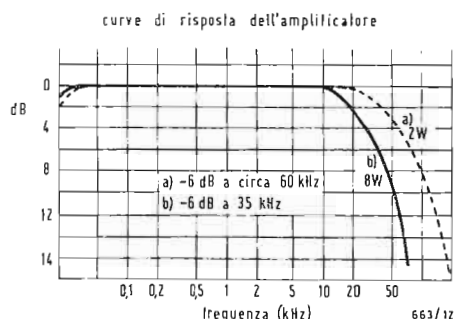



Fig. 11 – Risposta dell'amplificatore a 2 W (curva *a*) e a 8 W (curva *b*).

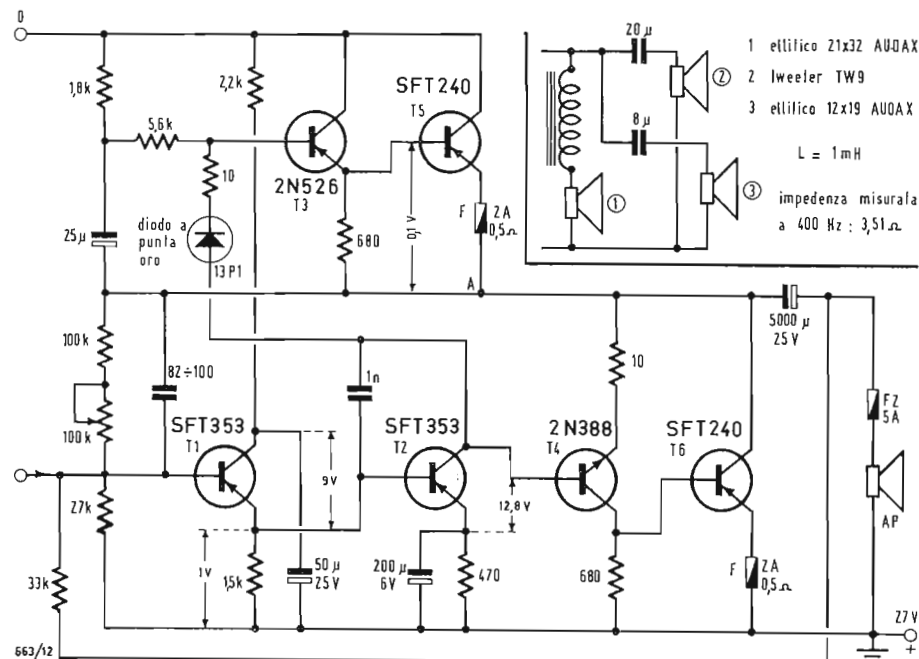
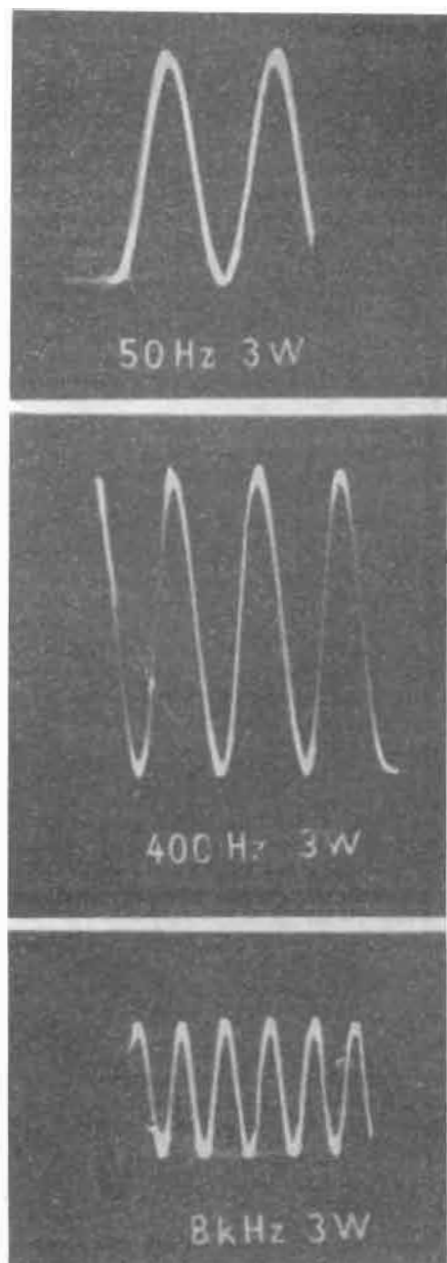
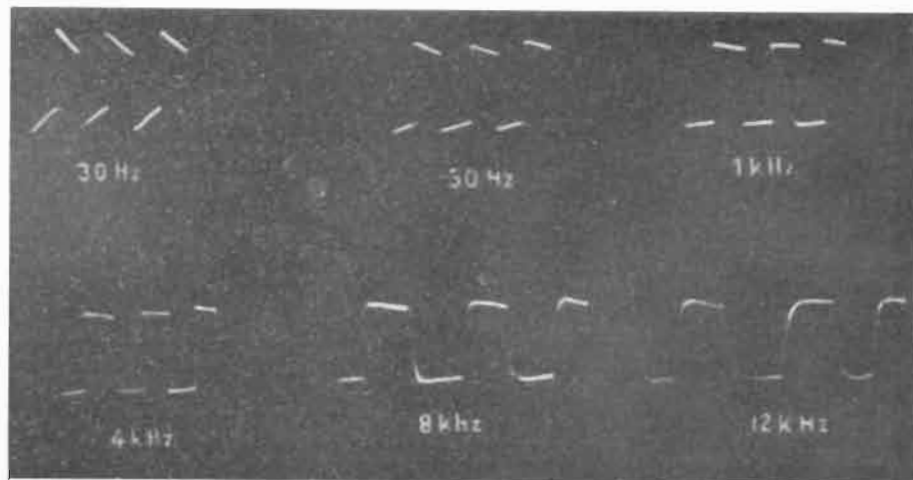



Fig. 10 – Schema completo dell'amplificatore di potenza. Il circuito può erogare una potenza modulata di 20 W a 400 Hz su un carico di 3,5 Ω.

Qui sotto e qui contro: oscillogrammi illustranti il comportamento dell'amplificatore in regime sinusoidale e rettangolare, rispettivamente.

degli altoparlanti, si deve sentire soltanto un leggero soffio, d'altronde non udibile — in un ambiente calmo — a qualche centimetro di distanza.
Dopo molte ore di funzionamento continuo, la temperatura interna della cassetta (interamente chiusa) si dovrà innalzare, rispetto alla temperatura ambiente, di 6-7°C al massimo; questo innalzamento è dovuto, grosso modo, per 2/3 al diodo Zener e per 1/3 al trasformatore d'alimentazione.
Volendo una messa a punto perfetta e quindi il massimo della possibilità è necessario allora disporre di alcuni apparecchi di misura come: generatore BF, generatore d'onda quadra, oscillografo, Vm a valvola. Ciò non è però indispensabile: la sola taratura necessaria richiede un semplice Vm 0-30 V, anche a bassa impedenza d'ingresso. Se viene riprodotto esattamente lo schema descritto, possiamo assicurare che tutto marcerà alla perfezione. Bisogna tuttavia fare attenzione ai due transistori di potenza; essi devono essere adatti a circuiti simmetrici, cioè devono essere in « coppia gemellare ».

8. - CONCLUSIONI

Si è volontariamente omesso in questa descrizione il termine « alta fedeltà », che abbiamo visto applicato anche ad una semplice valigetta, costituita da una ECL82 ed un altoparlante da 17 cm.
Con questo vogliamo semplicemente dire che, tenuto conto della testina di riproduzione, del cassone acustico, degli altoparlanti usati e dell'ambiente di ascolto, si possono ottenere dei risultati veramente soddisfacenti.
Sarà per lo smorzamento degli altoparlanti, dovuto all'impedenza d'uscita quasi nulla dello stadio finale, oppure per il collegamento diretto senza alcun trasformatore, oppure per il tasso di controreazione particolarmente elevato, oppure ancora per la banda passante eccezionalmente larga, l'ascolto di dischi, conosciuti per la perfezione della loro incisione, e di emissioni radio in modulazione di frequenza dà un'impressione di « presenza », di « verità », di giustezza di timbri, che nessun amplificatore a valvola ci ha fino ad oggi procurato.
Anche la forte riserva di potenza (quasi 20 W per un livello medio d'ascolto, in generale, inferiore al W) non è un fattore estraneo a questi risultati.
Dato che non è stata misurata, non possiamo riportare alcuna cifra riguardante il tasso di distorsione alle diverse armoniche o per intermodulazione.

9. - BIBLIOGRAFIA

A) *Teoria degli amplificatori di potenza a transistori.*
H. Schreiber: *Technique et Applications des transistors*, 5ª ediz. (Sté des Editions Radio, Paris, 1961). Generalità: pag. 165-172 e 193-210; amplificatori classe A: pag. 173-181; amplificatori classe B: pag. 182-192.
B) *Schemi pratici.*
Toute la Radio (e *Toute l'Electronique*): n. 263, febbraio 1962, pag. 72-76: catena HF a transistori n. 264, marzo-aprile, pag. 127-131: amplificatore 4-10 W; n. 265, maggio 1962, pag. 175-181: amplificatore stereo a transistori; n. 266, giugno, pag. 225-230: amplificatore HF a transistori; n. 267, luglio, pag. 267-271: preamplificatore HF a transistori; n. 268, ottobre, pag. 352-353: preamplificatore a transistori.
Radio-Constructeur:
n. 186, febbraio 1963, pag. 36-42: amplificatore stereo « Knight KX 60 »;
Manuale d'applicazione CFTH, ediz. aprile 1960 (esaurito), pag. 238.
Transistors Manual General Electric C°: 5ª ediz.: pag. 64 e 66; 6ª ediz. pag. 130, 134 e 137.
Revue Général d'Electronique, n. 187 (1962), pag. 30-34, amplificatore di potenza a transistori, a cura di FX Lovat.

(P. Rosti)

0701 – *Sig. A. Secco – Torino.*

D. Desidera lo schema di un oscilloscopio a transistori con risposta da 20 Hz a 300 kHz, e l'indicazione di alcune pubblicazioni tecniche dedicate ai transistori.

R. In linea di massima rispondiamo ad un solo quesito per volta. In questa occasione rispondiamo a due dei tre sottopostici. La preghiamo di voler ripetere il terzo.

In figura 1 è riportato lo schema di un buon oscilloscopio a transistori il cui pannello frontale ha le dimensioni di 12,5 centimetri di larghezza e di 10 centimetri di altezza. Le sue caratteristiche sono le seguenti:

Alimentazione: 6 V (ad accumulatore 2 Ah. Consumo di corrente circa 0,4 A.

Amplificatore orizzontale (*X*): ingresso 100 mila Ω 20 pF; 1 MΩ 10 pF. Campo di frequenze: 0-100 kHz (–2 dB), 300 kHz (6 dB). Sensibilità: circa 10 V/divisione. Tolleranza nella linearità ± 5 %. Tolleranza nell'amplificazione ± 10 %. Tensione massima di uscita: 130 V_{pp}.

Amplificazione verticale (*Y*): ingresso 100 mila Ω 20 pF; 1 MΩ 10 pF. Campo di frequenze: 0-100 kHz (2 dB), 300 kHz(6 dB). Sensibilità massima: 100 mV/divisione. Interruttore di sensibilità: 10 dB stadi. Tolleranza sulla linearità: inferiore al ± 5 %. Precisione dell'amplificazione: migliore di ± 10 % Tensione massima di uscita: 130 V_{pp}.

Base dei tempi: livello del trigger regolabile. Unità di tempo: 10 ms/divisione e 30 μs/divisione. Precisione: ± 10 %. Linearità del dente di sega: ± 10 %. Dimensioni: 121 × 100 × 159 centimetri.

Tubo a raggi catodici: DG3 - 12 A; diagonale utile: 27 mm. Corrente del raggio: max 50 μA.

Nel canale dell'amplificatore verticale (*Y*) si hanno le seguenti regolazioni: *YL* = alla regolazione di posizione; *YK* = alla regolazione della compensazione; *YV* = alla regolazione dell'amplificazione.

Nel canale relativo all'amplificatore orizzontale si hanno le seguenti regolazioni: *TS* = regolazione della stabilità del trigger; *ZM* = regolazione dell'unità dei tempi; *XL* = regolazione della posizione; *X*, *XV* = regolazione dell'amplificazione; *XK* = regolazione della compensazione.

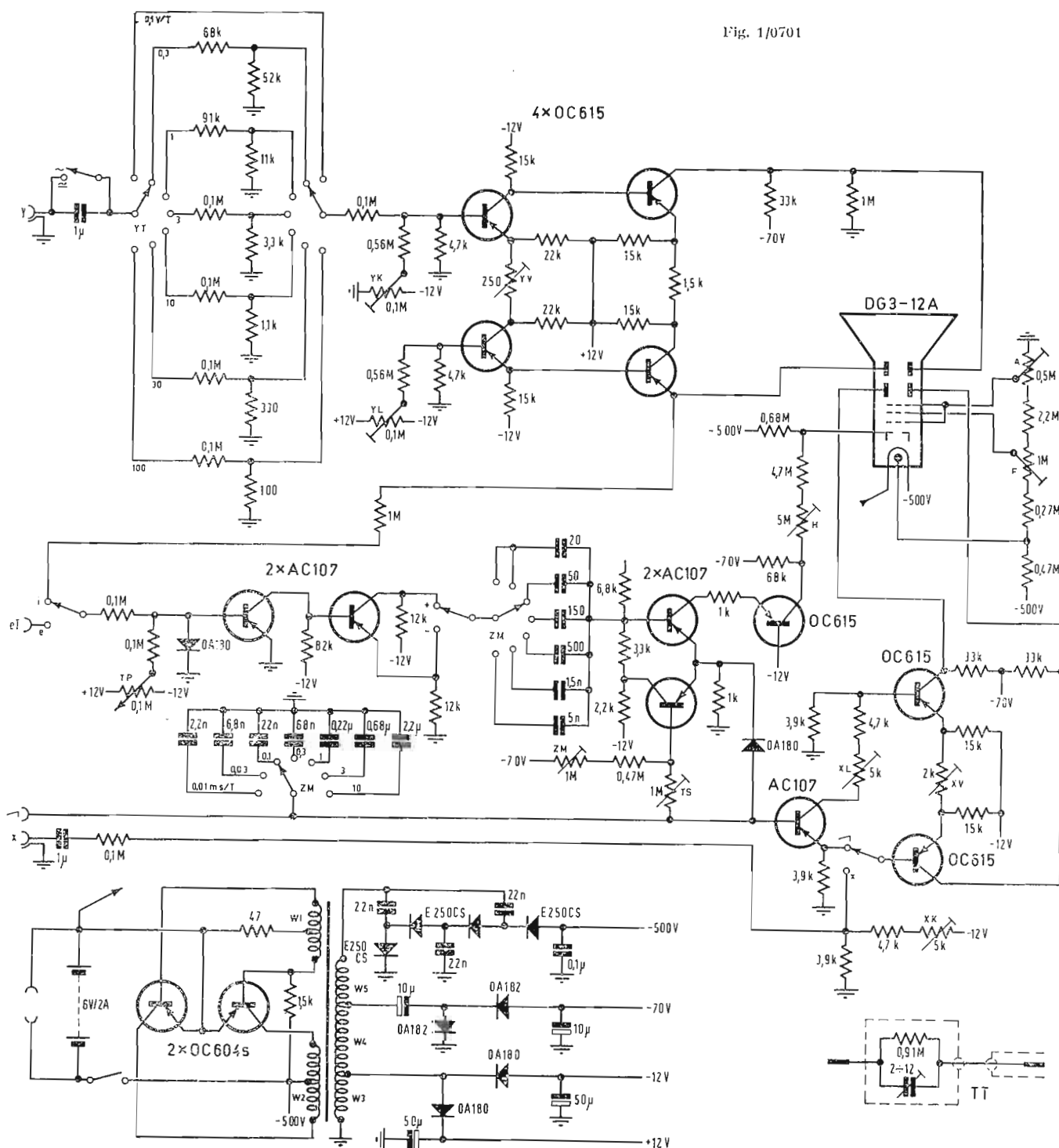



Fig. 1/0701

(segue da pag. 162)

tento di raggiungere nel giro di qualche mese un possibile accordo di unificazione, almeno in sede europea, di un sistema di TV a colori.

Sempre con quest'intento è affiorata a Vienna anche la proposta di un sistema misto NTSC-PAL che ha preso il nome di QAM; il quale sarà presumibilmente oggetto delle prossime trattative e discussioni.

È comunque da considerare con senso di realismo e buon senso pratico, l'avanzata sorprendente del SECAM che ha tratto indubbi vantaggi dal recente accordo con l'URSS e Paesi satelliti, e che ha evidentemente contribuito all'orientamento verso il sistema francese di ben otto Paesi africani (Algeria, Tunisia, Marocco, Camerun, Gabon, Alto Volta, Malì, Nigeria), con la facile previsione di trascinare verso tale decisione anche buona parte delle rimanenti nazioni africane.

E se si pensa all'enorme interesse di espansione commerciale che investe oggi il continente africano, non v'è chi non veda favorevoli prospettive di affermazione ulteriore del SECAM.

Inoltre anche la scelta dell'Argentina potrebbe polarizzare e trascinare altri Paesi dell'America latina.

Come si vede, dunque la battaglia del colore prosegue con accanimento, purtroppo sotto altri profili che esulano totalmente da quelli tecnici.

I prossimi mesi porteranno consiglio (lo si spera ardentemente) per un accordo generale, anche perchè alcuni Paesi intendono iniziare entro il 1967 le trasmissioni regolari di TV a colori.

Ritorneremo comunque presto su questo scottante argomento. *A. Banfi*

Per il regolare funzionamento del tubo a raggi catodici sono previste le regolazioni del fuoco e dell'astigmatismo *A*.
Con il potenziometro *TP*, si sceglie il livello del trigger.
L'esatto triggering è stato ottenuto mediante un circuito trigger di Schmitt ed allo scopo di ottenere un impulso trigger di valore elevato è stato usato un amplificatore sovrapilotato. Dato che in tale circuito il livello dell'impulso differenziato dipende dalla frequenza, è necessario commutare contemporaneamente ai condensatori della base dei tempi il condensatore differenziatore.
Qualora la tensione della batteria diminuisca di valore, oltre alle tensioni di alimentazione degli amplificatori diminuisce contemporaneamente anche l'alta tensione. Nello stesso tempo aumenta però la sensibilità di deflessione del tubo a raggi catodici dimodochè la diminuzione dell'amplificazione viene sensibilmente compensata.
Il valore di tutti i componenti è stato riportato direttamente sullo schema.
Per quanto concerne i manuali relativi ai transistori le consigliamo i seguenti: H. Schreiber: *Transistori, Tecnica ed applicazioni*, Ed. Il Rostro, L. 1.500; G. Kuhn: *Manuale dei transistori*, in due volumi che contengono proprietà, applicazioni, schemi, parametri principali e caratteristiche di circa 1200 semiconduttori, Ed. Il Rostro (1° Vol. L. 2.300, 2° Vol. L. 2.000); Philips: *Transistor, teoria ed applicazioni*, Ed. Philips. *(P. Soati)*

0702 – *Sig. P. Bianchi – Milano.*

D. È richiesto lo schema di un trasmettitore che consenta di comunicare alla distanza di qualche chilometro e che dovrebbe restare acceso per lunghi periodi di tempo, essendo destinato a realizzare un avvisatore automatico a bordo di una vettura.

R. Premettiamo che per installare un trasmettitore del tipo desiderato occorre la licenza del competente Ministero dato che in caso contrario si va incontro a delle *inevitabili* gravissime penalità.
In figura 1 è indicato lo schema di un interessante trasmettitore a transistori il quale può essere destinato ai più disparati usi e la cui potenza, su 27 MHz, è di circa 1,5 W. Il circuito è costituito da un oscillatore del tipo *Colpitts* controllato a quarzo, che pilota lo stadio finale con emettitore comune. L'eventuale modulazione sarà applicata ad entrambi gli stadi. È stato fatto uso di transistori del tipo AUY10, i quali pur essendo destinati prevalentemente ai circuiti di commutazione, sono particolarmente adatti per funzionare in classe *C* in considerazione dell'elevato valore della frequenza di taglio. La rete di polarizzazione è stata proporzionata in modo che in assenza di oscillazione la corrente di collettore sia di circa 50 mA. A circuito oscillante, detta corrente è dell'ordine dei 150 mA.
La potenza di modulazione richiesta è di circa 1,5 W. L'oscillatore presenta al modulatore una impedenza di carico di 135 Ω, mentre il carico del modulatore dovuto allo stadio finale è di 125 Ω.
Entrambi i transistori devono essere muniti di radiatore di calore. Essi dovranno essere costruiti con cm² 90 di lamierino di rame annerito avente uno spessore di mm 1,3 per il primo transistore e con cm² 55 di materiale identico avente lo spessore di 1 mm per il secondo.
La costruzione non presenta notevoli difficoltà per chi abbia una certa esperienza in materia. La lunghezza dei conduttori dovrà essere ridotta al minimo indispensabile. I transistori dovranno essere disposti piuttosto vicini l'uno all'altro per consentire che il condensatore di accoppiamento C_6 abbia dei terminali molto ridotti. A questo proposito bisogna tenere conto del fatto che per evitare «*punti caldi*» sul telaio, cosa che si verifica facilmente collocando vicini i due transistori, è consigliabile adottare un telaio a forma di *U* dimodochè i transistori stessi risultano affacciati l'uno all'altro.
Riportiamo alcuni dati rilevati su diversi campioni di questo trasmettitore:

Oscillatore: V_{ce} = 14,5 V; I_{dc} = 150 mA; P_{ing} = 3 W; rendimento del circuito volano circa il 90 %.

Finale: V_{ce} = 14 V; I_{dc} = 175 mA; P_{ing} = = 3,5 W; P_u (sul carico) = 1,65 W; rendimento collettore = 52 %.

Componenti: R_1 = 6.800 Ω ½ W 10 %; R_2 = = 220 Ω ½ W 10 %; R_3 = 2 Ω ½ W 10 % oppure 5 resistenze in parallelo da 10 Ω ciascuna 10 %; R_4 = 1 Ω ½ W 10 %. C_1 = C_5 = 5-25 pF trimmer ad aria; C_2 = C_6 = 100 pF condensatore ceramico; C_3 = C_7 = C_8 = C_{10} = 0,1 µF ceramico; C_4 = 0,0047 µF ceramico; C_9 = = 10-100 pF trimmer ad aria. Tr_1 = Tr_2 =

Fig. 1/0702

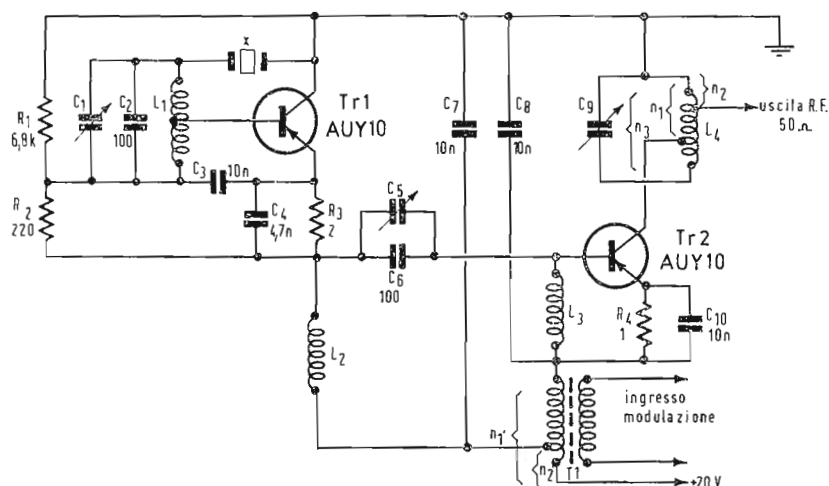
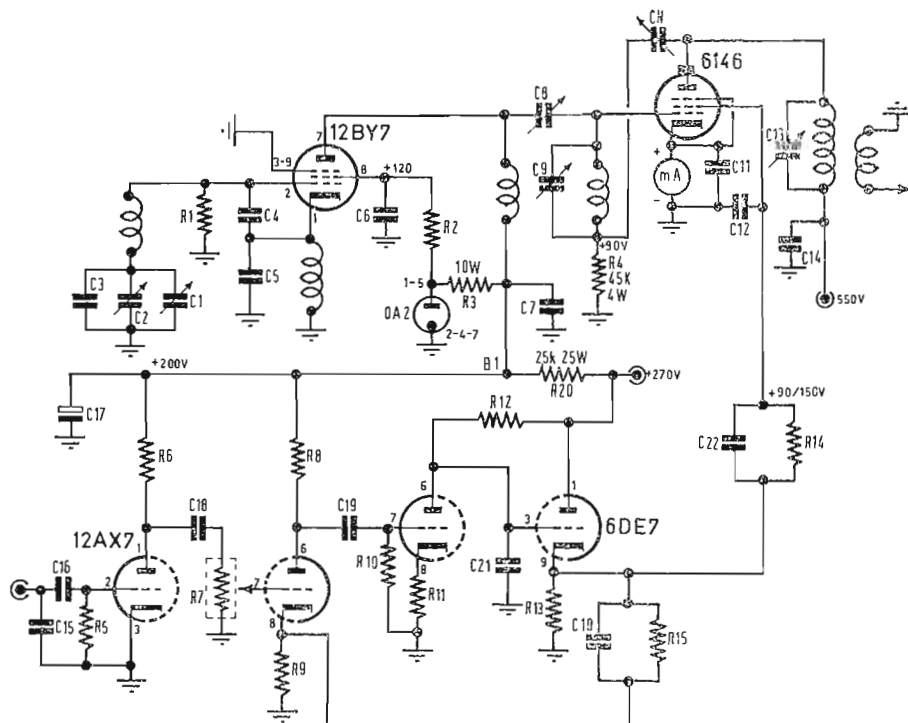



Fig. 1/0703

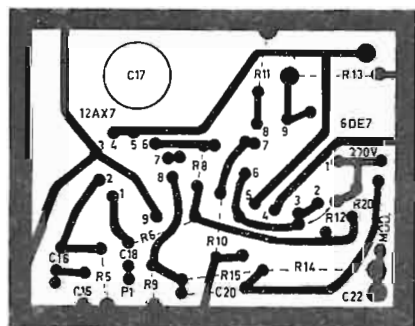



Fig. 3/0703

= transistori AUY10. L_1 = 1,8 µH, 14 spire con presa alla 7ª spira, avvolte su supporto con diametro esterno di 6,35 mm. Spire affiancate di filo di rame smaltato da 0,4 mm di diametro. Q_0 = 115. L_2 = L_3 = 0,2 µH, 9 spire affiancate avvolte in aria di filo di rame smaltato. Diametro del filo 0,72 millimetri. Diametro interno dell'avvolgimento: mm 4,7. Q_0 = 130. L_4 = 0,5 µH, 20 spire affiancate diametro interno avvolgimento: mm 4,7, filo di rame smaltato diametro mm 0,72. Prese n_1 alla 4ª spira, n_2 a 3 spire e mezzo. Q_0 = 120. T_1 = trasformatore di modulazione del tipo impiegato negli amplificatori audio. Rapporto della presa secondaria n_1/n_2 = 1,32/1.
Le resistenze R_5 e R_4 devono essere del tipo a bassa induttanza. Non essendo queste facilmente reperibili, si può ripiegare sul collegamento in parallelo di alcuni elementi come indicato più sopra.
Schemi per ricevitori, adatti a tale frequenza, ne abbiamo già pubblicati parecchi. Tenga presente che non possiamo rispondere a più di un quesito per lettera. *(P. Soati)*

0703 – *Sig. G. Rossi – Roma.*

D. Desidera la pubblicazione dello schema elettrico di un trasmettitore per radioamatori a valvole, di facile realizzazione e adatto a coprire la gamma dei 40 metri.

R. In figura 1 è rappresentato lo schema elettrico di un ottimo *TX*, del tipo richiesto, realizzato in un laboratorio del Sud America e che ha consentito di ottenere risultati molto brillanti pur essendo montato su circuiti stampati.
La valvola 12BY7 funziona da oscillatrice variabile in un circuito *Clapp*. La tensione anodica è stata stabilizzata tramite una OA2.
La bobina L_1, che deve oscillare sulla frequenza di 3,5 MHz, è composta da 65 spire affiancate di filo smaltato del n. 27, avvolte sopra un tubetto di poliestere avente il diametro di 15 millimetri.
Nello stadio amplificatore a radio frequenza è possibile usare una valvola 6146 oppure una QEO5/40. Il circuito di griglia di tale valvola è sintonizzato sulla gamma dei 7MHz. L_2 è una bobina costituita da 55 spire unite di filo smaltato del n. 25 avente 15 millimetri di diametro.
Il circuito finale è del tipo in parallelo, ma può essere sostituito da un altro, tipo *pi greco*. La bobina è una delle solite che si trovano nel mercato ad esempio presso la ditta LARIR di Milano.
Nulla di particolare da dire nei confronti del modulatore nel quale si fa uso di un doppio triodo 12AX7, quale amplificatore delle tensioni audio e di un doppio triodo 6DE7, la cui prima sezione funge da amplificatore di tensione e la seconda da amplificatore finale. Le figure 2 e 3 mostrano come devono essere formati i circuiti stampati, nel caso il richiedente preferisca attenersi a tale soluzione che consente di ridurre notevolmente le dimensioni del complesso. Detti circuiti dovranno essere successivamente fissati ad uno chassis avente le dimensioni di 24×16×1,8 centimetri.
Valore dei componenti: C_1 = 15 µµF variabile; C_2 = 30 µµF compensatore; C_3 = 75 µF mica (*questi tre condensatori devono essere di ottima qualità*); C_4 = C_5 = 0,001 µF *a minima perdita*; C_6 = C_7 = 0,005, 600 V tubolari; C_8 = 50 µµF mica; C_9 = 25 µµF variabile; C_{10} = 50 µµF; C_{11} = C_{12} = 0,001 µF disco; C_{13} = 200 µµF variabile 1000 V (*può essere usato un variabile da* 420 µµF *al quale, al fine di aumentarne l'isolamento, sono asportate alternativamente cinque lamine*); C_{14} = 0,002 µF 2.500 V mica; C_{15} = 50 µµF, 250 V tubolare; C_{17} = 50 µF, 450 V elettrolitico; C_{18} = 0,002 µF 500 V tubolare; C_{19} = 0,0005 µF 500 V tubolare; C_{21} = 0,00047 µF 500 V, tubolare; C_{22} = 0,1 µF 600 V tubolare; CN *condensatore di neutralizzazione realizzato usando un normale trimmer, nel quale saranno intercalati due fogli di mica allo*

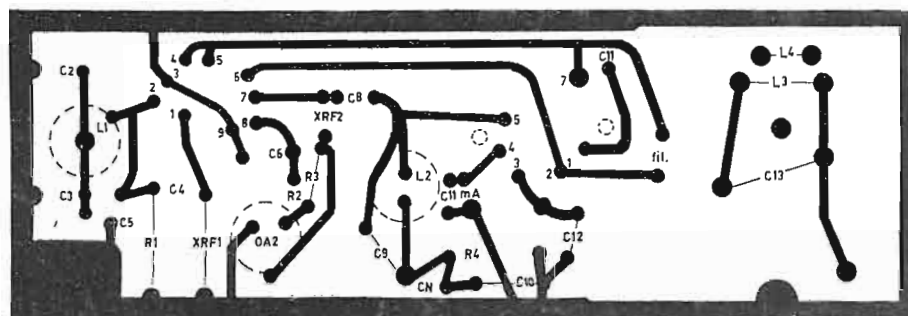



Fig. 2/0703

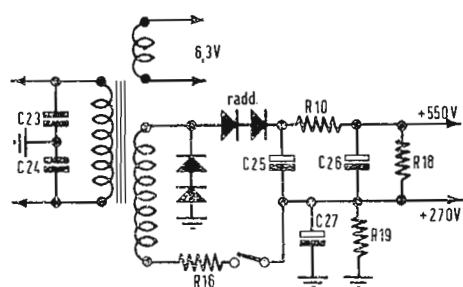



Fig. 4/0703

scopo di aumentarne l'isolamento. Capacità massima 15 $\mu\mu$F.

R_1 = 56.000 Ω ½ W; R_2 = 5.000 Ω 2 W; R_3 = 5.000 Ω 10 W; R_4 = 45.000 Ω 4 W; R_5 = 2,2 MΩ ½ W; R_6 = 220.000 Ω ½ W; R_7 = 500.000 Ω potenziometro logaritmico; R_8 = 100.000 Ω ½ W; R_9 = 1.500 Ω ½ W; R_{10} = 10 MΩ ½ W; R_{11} = 3.300 Ω ½ W; R_{12} = 250.000 Ω ½ W; R_{13} = 270.000 Ω ½ W; R_{14} = 6.800 Ω ½ W; R_{15} = 470.000 Ω ½ W. XRF_1 e XRF_2 impedenze a radio frequenza 2,5 mH 100 mA. Per le bobine vedere il testo. In figura 4 è riportato lo schema di un alimentatore adatto al suddetto TX.

Il trasformatore di alimentazione sarà costituito da un primario universale, oppure avente la tensione desiderata (220 V = 880 spire filo n. 22), secondario 270 V = 1150 spire filo n. 30 e 6,3 V = 24 spire filo n. 16. Altri componenti: BY100 oppure OA211 rettificatori al silicio; $C_{23} = C_{24}$ = 0,001 μF, 600 V; $C_{25} = C_{26}$ = 50 + 50 μF, 500 V elettrolitici; C_{27} = 100 μF, 450 V elettrolitico. R_{16} = 25 Ω 5 W; R_{17} = 100 Ω 10 W; R_{18} = = R_{19} = 25.000 Ω 20 W; R_{20} = 2.500 Ω 25 W.

Le operazioni di messa a punto dovranno essere eseguite nel modo seguente: staccare il conduttore della AT della valvola 6146. Escludere il potenziometro del volume di modulazione. Sintonizzare il VFO tramite una lampada pilota od un grid dip. Sconnettere la resistenza R_4 da massa ed inserire un milliamperometro da 5 mA con positivo a massa. Sintonizzare il circuito di griglia. Regolare l'eccitazione che deve essere compresa fra 1,5 e 3 mA. Neutralizzare la valvola 6146 tramite il condensatore CN in modo da ottenere la minima RF quando tale valvola non è alimentata (tensione di placca e di griglia schermo escluse). Connettere la resistenza R_4 a massa. Inserire un carico fittizio all'uscita di RF (lampada) e parlare al microfono. La lampada deve brillare. Colcollegare l'alimentazione precedentemente esclusa.

La tensione di griglia schermo della valvola 6146 non deve superare i 150 V, se ciò si verifica aumentare il valore della R_{14} (6.800 Ω) fino ad ottenere una tensione inferiore ai 150 V. La tensione di polarizzazione della 6146 deve essere di — 90 V per un valore medio di eccitazione di 2,2 mA. (*P. Soati*)

0704 - *Sig. Pedrini Danilo - Bologna.*

D. Ho costruito l'insieme preamplificatore-amplificatore descritto sul n. 2/1958 della rivista « Alta fedeltà », facente uso di controfase di EL84.

Non essendo pienamente soddisfatto del circuito amplificatore di tensione e invertitore di fase dell'amplificatore, vi prego di indicarmi tutti i numeri della vostra rivista in cui appaia lo schema di un amplificatore sempre con stadio controfase di EL84 in circuito ultralineare che si possa usare in unione al preamplificatore sopra menzionato che ha una uscita di 2 V_{eff}.

R. Amplificatori di potenza con stadio di uscita in controfase di EL84 ultralineare sono apparsi alcuni anni or sono. Dal 1959 in poi la produzione di amplificatori alta fedeltà si è orientata sulla stereofonia ed il sistema ultralineare è stato meno impiegato. Possiamo indicarle i seguenti articoli:

rivista « Alta Fedeltà »:
n. 6, giugno 1958, pag. 152 schema Heath (sostituire i tubi KT66 con gli EL84);
n. 9, settembre 1958, pag. 243, Geloso 234 HF
n. 10, ottobre 1958, pag. 275, Heath, utilizzare solo l'amplificatore di potenza.
Rivista « l'antenna »:
n. 4, aprile 1962, pag. 220, TRL 2.

(*a. f.*)

0705 - *Sig. Canepa Francesco - Genova-Rivarolo.*

D. Possiedo un impianto Stereo Alta Fedeltà LK48 della H. H. Scott con due diffusori bifonici da 30 cm in casse bass-reflex. I miei amici dicono che è svalutato, perchè non è a transistori.

Può un amplificatore Stereo Alta Fedeltà a transistori, avere la stessa resa di uno con identiche caratteristiche ma funzionante con tubi elettronici?

Desidererei sapere se i due diffusori del suono e gli altoparlanti sono uguali per i due tipi di amplificatori.

R. L'ora dei tubi elettronici è tutt'altro che finita. I transistori sono utilissimi in tutte le applicazioni delle correnti deboli (amplificazione di tensione a *RF*, *FI* e nei prestadi di bassa frequenza; circuiti flip-flop; elaboratori elettronici dove sono veramente insostituibili, ecc.), ma per l'amplificazione di potenza superiore ai 10 W, una soluzione soddisfacente per l'alta fedeltà è offerta solo dai transistori al silicio aventi prezzi proibitivi. I transistori al germanio tagliano sotto gli 8 kHz, quindi non possono essere usati in A. F.

Circa gli altoparlanti è sempre possibile, impiegando trasformatori di uscita aventi opportuni rapporti di trasformazione, adattare quelli esistenti ad un amplificatore a transistori di adeguata potenza. La sostituzione dei transistori ai tubi elettronici negli amplificatori audio di notevole potenza appare tra le più problematiche; cioè è proprio per questa applicazione che la transistorizzazione incontra le maggiori difficoltà. Si tranquillizzi che il suo LK48 Scott porterà bandiera ancora per lungo tempo e consigli i

L'amplificatore stereo transistorizzato France 88 - 2 x 8 W.

(*segue da pag. 174*)

parentesi devono essere collegati all'istante dell'ultima fase del cablaggio ai terminali di pari numeri delle basette 1 o 2 rappresentate separatamente. I collegamenti tra i cavetti schermati a due conduttori (rosso e bianco) sono contrassegnati con numeri circondati da un cerchietto.

Il cablaggio degli elementi della prima basetta di bakelite a 2 × 44 pagliette (basetta verticale) è indicato in fig. 5. La figura rappresenta i due lati della basetta. Solo una fila di terminali è numerata e i vari collegamenti riguardano, ben inteso, questi terminali. Si notino inoltre le connessioni B_1 e C_1 nella fila dei terminali che non è numerata. Quando la basetta viene fissata, dopo il cablaggio, sul telaio, la sua vista dal disotto deve trovarsi di fronte agli elementi del lato anteriore del telaio.

La fig. 6 mostra analogamente il cablaggio dei due lati della seconda basetta di bakelite a 2 × 44 pagliette, che, dopo il cablaggio, viene fissata orizzontalmente all'interno del telaio: la sua parte superiore è quella segnata « vista dal di sopra ». Si deve rispettare la polarità dei diodi. I 4 diodi al silicio equipaggianti l'apparecchio sono del tipo 1WMF corrispondenti ai 1WE2. La loro polarità è segnata sugli involucri. Le due bobine di filtraggio sono fissate sui due fianchi del telaio.

La fig. 7 rappresenta il separatore intermedio verticale, che sopporta il trasformatore di alimentazione e i 4 transistori di potenza rappresentati con linee punteggiate, dato che si trovano di dietro; due buchi sono previsti per il passaggio delle uscite di emettitore e base. L'uscita di collettore si fa con una paglietta in contatto con la scatola e un filo di collegamento di essa attraversa un foro della parete separatrice. Gli involucri dei 4 transistori di potenza devono, beninteso, essere isolati elettricamente dalla tramezza per mezzo delle loro rondelle di mica. La fig. 9 indica il modo di fissaggio di questi transistori.

La fig. 8 corrisponde al cablaggio della parte inferiore del lato posteriore, che porta le prese di entrata e di uscita, il contattore Fono magnetico, Fono piezoelettrico, l'inversore della bobina mobile dell'altoparlante AP2, le prese AP1, AP2, AP3 e le prese di alimentazione di rete. Le tre prese AP1, AP2, AP3 sono prese di jack isolate dal telaio per mezzo di rondelle interne ed esterne in bakelite. Quando si toglie dalla presa la spina jack dell'altoparlante, non ha luogo alcuna commutazione da parte di queste prese. *A.*

suoi amici a non mettere il carro avanti ai buoi, invitandoli, se mai, a proporre un amplificatore di potenza a transistori, che sostituisca vantaggiosamente quello da Lei posseduto.

Vedrà che le proposte concrete non saranno certo numerose. *(a. f.)*

0706 – *Sig. De Angelis Gianfranco – Firenze.*

D. Ho acquistato il volume « La tecnica dell'alta fedeltà » e vi prego di precisarmi:

1) Qual è l'impedenza primaria del T. U. dell'amplificatore descritto a pag. 236 (Heathkit); l'alimentazione anodica corrisponde a quella di 350 V com'è riportato a pag. 238?

2) A pag. 239 schema Leak; trattasi di EF36, com'è riportato, oppure EF86? qual'è l'impedenza del T.U.?

R. 1) L'impedenza anodo-anodo dei tubi 807 e 5881 in circuito Williamson (non ultralineare) è di 12 kΩ.

L'alimentazione anodica è di 350 V c.c. all'uscita del filtro dell'alimentatore.

2) Il circuito originale del TL12 comportava il tubo di entrata EF36.

Successivamente la Casa Leak ha sostituito tale amplificatore col nuovo tipo « TL12 Plus » così equipaggiato:

1° stadio: EF86 o Z729 o 6267; 2° stadio: ECC81 o B309 o 12AT7; stadio uscita: 2 × EL84 o N709 o 6BQ5; raddrizzatore: GZ34 o 5 V 4 o 5 AR4; potenza di uscita 14 W max; 12 W con distorsione 0,1 % (Pointore).

Il trasformatore di uscita ha il ferro a grani orientati e l'impedenza primaria di 8000 Ω. *(a. f.)*

0707 – *Sig. Tomasini Sergio – Villanova di S. Daniele (Udine).*

D. Mi sono accinto a costruire l'amplificatore descritto a pag. 370 del n. 7 anno 1962 della vostra rivista. Desidererei sapere:

1) Qual è esattamente il valore del potenziometro R_{18}. È di 50 Ω come indicato nell'articolo, o di 50.000Ω come indicato sull'elenco materiale messo a tergo dell'articolo?

2) Qual'è la tensione di funzionamento della lampadina al neon NE; se è di 10 V, come presumo, dove posso procurarmela?

3) Come raddrizzatore CR si potrebbe usare un OA214 della Philips o quale altro della Philips?

4) Al posto del trasformatore TRIAE-HSM186, potrei usare il trasformatore Partridge Mod. T/CFB/2/1,7?

5) Desiderando costruire detto amplificatore in numero di 2 per un impianto stereo, vorrei costruire la parte alimentatrice con un unico trasformatore d'alimentazione in combinazione con una 5AR4. In questo caso, di quanto dovrei maggiorare le tensioni di placca, data la maggiore caduta interna provocata dal raddoppiamento del carico?

6) Per quanto riguarda il complesso altoparlanti si può considerare lo schema acustico come la migliore soluzione? Se sì, vorrei sapere se lo schema acustico citato a pag. 175 del n. 4 anno 1963 può riuscire bene in combinazione con due Goodmans-Axioms 301, oppure se c'è da fare qualche modifica.

7) Infine desidererei sapere se le caratteristiche della testina ADC Point FOUR sono migliori o inferiori a quelle della testina ADC1 e se la prima può essere usata in combinazione con il preamplificatore descritto a pag. 126 del n. 3 anno 1963: sempre della rivista « l'antenna ». Se sì, vorrei sapere se tale combinazione riesce a pilotare l'amplificatore sopra citato (pag. 370, n. 7: 1962), fino alla massima potenza (50 W).

R. 1) Il valore del potenziometro R_{18} è 50 Ω e non 50.000 Ω.

2) Il Boegli, autore dell'articolo originale, non fa cenno della tensione d'innesco del tubo al neon da usare qui. Poichè esso serve per mettere in evidenza l'eventuale oscillazione durante la messa a punto degli stadi precedenti, può essere sostituito da un Vm c.a. a valvola o da un microamperometro (50 µA) in serie con una resistenza da 1 MΩ. Comunque lampade luminescenti Philips si possono trovare presso i rivenditori di materiali Philips, avendo essi la possibilità di procurarli. Circa il valore della tensione di innesco è certamente di pochi volt, e conviene determinarla sperimentalmente (ampiezza dell'autoscillazione).

3) Si può usare il triodo OA214, ma è sprecato, perchè previsto per l'alimentazione di un intero televisore. Per la tensione di 70 V e per uso di polarizzazione può bastare un OA201 oppure un OA202.

4) Meglio attenersi al trasformatore originale Triad. Il T. U. è determinante per l'esito dell'amplificatore, la sua sostituzione può richiedere il rimaneggiamento di tutto lo stadio di potenza.

5) Conservando gli stessi valori ohmici delle resistenze R_{20} e R_{21} (raddoppiandone però la potenza), si dovrebbero aggiungere circa 90 V v.a., cioè il T. U. dovrebbe avere un secondario 2 × 440 V. Noi propenderemmo per due alimentatori uguali a quello del testo.

6) Basterà modificare il ∅ dei fori degli altoparlanti. Non capiamo bene cosa Lei intenda per *Schema acustico*, forse vuol dire *Schermo acustico?*

7) Le caratteristiche della testina ADC-4 non sono certo inferiori a quelle dell'ADC-1. L'ADC-4 può pilotare bene il preamplificatore di fig. 5 pag. 128 loco citato.

L'ADC-4 + preamplificatore può pilotare l'amplificatore esuberantemente oltre i 25 W. *(a. f.)*

0708 – *Sig. Capitanio Marcello – Gorlago - (Bergamo).*

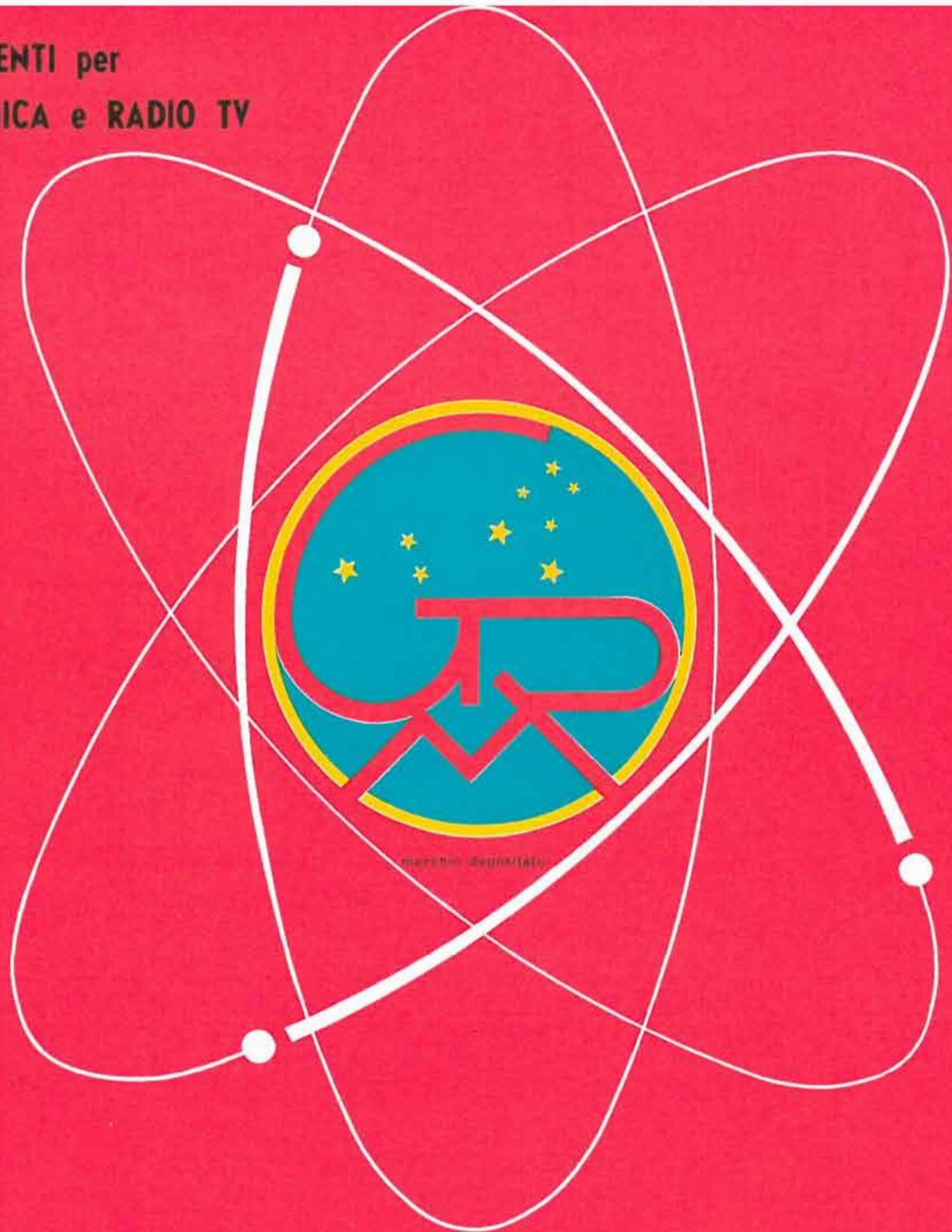
D. Vorrei che mi inviaste qualche fascicolo arretrato nel quale possa trovare lo schema e i dati costruttivi di un amplificatore da 20 W stereofonico (20 W per canale) di classe e concezione moderna. Nel n. 11 del Novembre 1962 credo ci sia qualcosa di interessante.

R. Le spediamo a parte il n. 5, maggio 1963 della nostra Rivista « l'antenna ». Alle pagine 222-225 troverà la descrizione e lo schema dell'amplificatore Fisher X-101-C, che ci sembra confacente ai suoi desideri.

L'amplificatore descritto nel n. 11, 1962 è lo Sherwood 5000-II, che riteniamo esuberante (36 W per canale) e di non facile realizzazione (anche perchè le commutazioni riportate nello schema non sono sempre chiarissime).

Talvolta avviene che le grandi case permettono la pubblicazione dei loro schemi, nei quali però vi è qualche punto oscuro, per creare difficoltà di costruzione, in modo che l'interessato lettore finisca per acquistare il prodotto finito rinunciando all'autocostruzione, che a conti fatti non è poi tanto conveniente.

Il Fisher X-101-C che le proponiamo non dovrebbe presentare difficoltà e rappresenta un modernissimo amplificatore dalle più brillanti caratteristiche: 27 W per canale con lo 0,50 % di distorsione armonica; banda passante 20 Hz ÷ 20 kHz entro ± 1 dB per l'intero complesso; banda passante del solo amplificatore di potenza da 10 Hz a 80 kHz entro ± 1,5 dB. *(a. f.)*

Schema elettrico del radioricevitore MINERVA RADIO Mod. 627/1 "Trieste"

MELCHIONI S. p. A.

annuncia di prossima pubblicazione il nuovissimo ed interessantissimo **CATALOGO GENERALE**, indispensabile guida nel Vostro lavoro. **PRENOTATELO!** Vi verrà inviato gratuitamente.

SEDE:
Via P. Colletta, 39 - Milano

NEGOZIO:
Via Friuli, 15, Tel. 57.94 - int. 20-21 - Milano

Filiali: BRESCIA - VARESE - MANTOVA - GENOVA - PADOVA - BOLOGNA - TORINO - TRIESTE - LESA

Supertester 680 C

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

UNA GRANDE EVOLUZIONE DELLA I. C. E. NEL CAMPO DEI TESTER ANALIZZATORI!!

La **I.C.E.** sempre all'avanguardia nella costruzione degli Analizzatori più completi e più perfetti, e da molti concorrenti sempre puerilmente imitata, è ora orgogliosa di presentare ai tecnici di tutto il mondo il nuovissimo **SUPERTESTER BREVETTATO MOD. 680 C** dalle innumerevoli prestazioni e **CON SPECIALI DISPOSITIVI E SPECIALI PROTEZIONI STATICHE CONTRO I SOVRACCARICHI** allo strumento ed al raddrizzatore! Ogni strumento I.C.E. è garantito.

IL SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt è:
IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI !!
IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm. 126x85x28) **CON LA PIU' AMPIA SCALA!** (mm. 85x65) Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto che con la sua perfetta trasparenza consente di sfruttare al massimo l'ampiezza del quadrante di lettura ed elimina completamente le ombre sul quadrante; eliminazione totale quindi anche del vetro sempre soggetto a facilissime rotture o scheggiature e della relativa fragile cornice in bachelite opaca. **IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!** Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare **sovraccarichi accidentali od erronei anche mille volte superiori alla portata scelta!** Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI** e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra. **IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI:**

10 CAMPI DI MISURA E 45 PORTATE!!!

VOLTS C. C.:	**7 portate:**	con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: **100 mV. - 2 V.** - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V. C.C.
VOLTS C. A.:	**6 portate:**	con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: **2** - 10 - 50 - 250 - 1000 e **2500** Volts C.A.
AMP. C.C.:	**6 portate:**	**50** µA - 500 µA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e **5** A. C.C.
AMP. C.A.:	**1 portata:**	200 µA. C.A.
OHMS:	**6 portate:**	4 portate: Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts 1 portata: Ohms per 10.000 a mezzo alimentazione rete luce (per letture fino a 100 Megaohms) 1 portata: Ohms diviso 10 - Per misure in decimi di Ohm - Alimentaz. a mezzo stessa pila interna da 3 Volts.
Rivelatore di REATTANZA:	**1 portata:**	da 0 a 10 Megaohms
CAPACITA':	**4 portate:**	(2 da 0 a 50.00 e da 0 a 500.000 pF. a mezzo alimentazione rete luce - 2 da 0 a 15 e da 0 a 150 Microfarad con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts).
FREQUENZA:	**3 portate:**	0 ÷ 50; 0 ÷ 500 e 0 ÷ 5000 Hz.
V. USCITA:	**6 portate:**	2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V.
DECIBELS:	**5 portate:**	da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere le portate suaccennate anche per misure di 25.000 Volts C.C. per mezzo di puntale per alta tensione mod. 18 I.C.E. del costo di L. 2.980 e per **misure Amperometriche in corrente alternata** con portate di 250 mA; 1 Amp.; 5 Amp.; 25 Amp.; 100 Amp.: con l'ausilio del nostro trasformatore di corrente mod. 616 del costo di L. 3.980. **oppure con l'ausilio della Pinza Amperometrica AMPERCLAMP (qui a parte descritta) senza dover** aprire od interrompere i circuiti da esaminare.

PREZZO SPECIALE propagandistico per radiotecnici, elettrotecnici e rivenditori **L. 10.500 !!!** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine od alla consegna **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Per i tecnici con minori esigenze la I.C.E. può fornire anche un altro tipo di Analizzatore e precisamente **il mod. 60 con sensibilità di 5000 Ohms per Volt** identico nel formato e nelle doti meccaniche al mod. 680 C ma con minori prestazioni e minori portate (25) **al prezzo di sole L. 6.900** - franco stabilimento - astuccio compreso. Listini dettagliati a richiesta: **I.C.E. VIA RUTILIA 19/18 MILANO TELEF. 531.554/5/6.**

Amperometro a tenaglia *Amperclamp*

Per misure amperometriche immediate in C. A. senza interrompere i circuiti da esaminare !!

Questa pinza amperometrica **va usata unitamente al nostro SUPERTESTER 680 C** oppure unitamente a qualsiasi altro strumento indicatore o registratore con portata 50 µA - 100 millivolts.

* A richiesta con supplemento di L. 1 000 la I.C.E. può fornire pure un apposito riduttore modello 29 per misurare anche bassissime intensità da 0 a 250 mA.

Prezzo propagandistico netto di sconto L. 6.900 franco ns/ stabilimento. Per pagamenti all'ordine o alla consegna omaggio del relativo astuccio.

Prova transistor e prova diodi Mod. TRANSTEST 662 I.C.E.

Con questo nuovo apparecchio la I.C.E. ha voluto dare la possibilità agli innumerevoli tecnici che con loro grande soddisfazione possiedono o entreranno in possesso del SUPERTESTER I.C.E. 680 C. di allargare ancora notevolmente il suo grande campo di prove e misure già effettuabili. Infatti il TRANSTEST 662 unitamente al SUPERTESTER I.C.E. 680 C può effettuare contrariamente alla maggior parte dei Provatransistor della concorrenza, tutte queste misure: **Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat per i TRANSISTOR e Vf - Ir per i DIODI.**

A dotazione dell'apparecchio viene dato gratuitamente un dettagliatissimo manuale d'istruzione che descrive in forma piana ed accessibile a tutti come effettuare ogni misura e chiarisce inoltre al tecnico meno preparato i concetti fondamentali di ogni singolo parametro. L'apparecchio è costruito intieramente con una nuovissima resina che lo rende assolutamente infrangibile agli urti. Per quanto si riferisce alla sua perfetta e professionale progettazione e costruzione meccanica ed al suo particolare circuito la I.C.E., avendo adottato notevolissime ed importanti innovazioni ha ottenuto anche per questo suo nuovo apparecchio diversi Brevetti Internazionali!

Minimo peso: grammi 250.
Minimo ingombro: mm 126 x 85 x 28.

PREZZO NETTO: SOLO L. 6.900 !!

Franco ns/ stabilimento, completo di puntali, di pila e manuale d'istruzioni. Per pagamento all'ordine o alla consegna, omaggio del relativo astuccio identico a quello del SUPERTESTER I.C.E. ma bicolore per una facile differenziazione.

I.C.E. INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE
MILANO - VIA RUTILIA, 19/18 - TELEFONI: 531.554/5/6